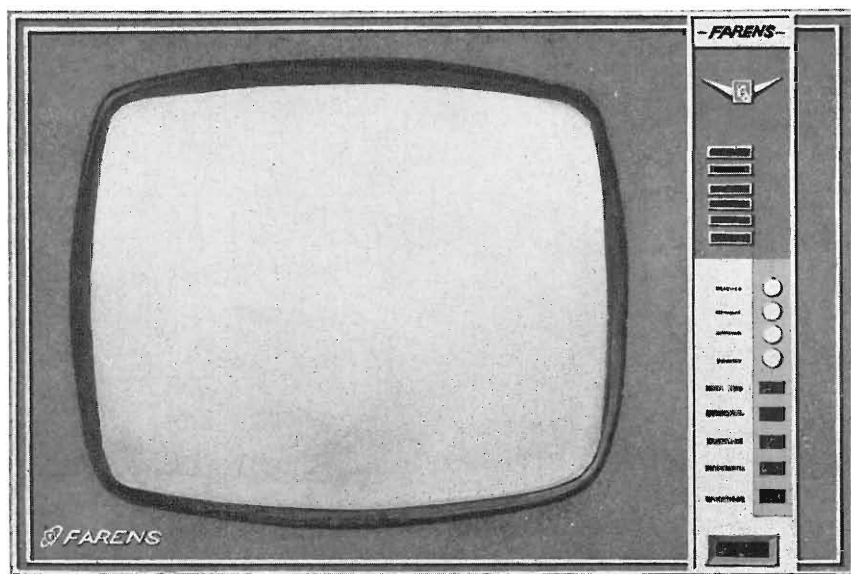
TV
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXXV - Agosto 1963
NUMERO
8
LIRE 350

FARENS

FARENS
FARENS

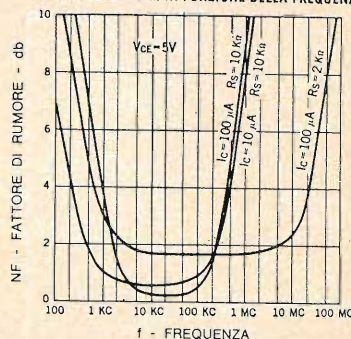
UNA INDUSTRIA
NUOVA
UNA PERFETTA
ORGANIZZAZIONE
AL SERVIZIO DEL
RIVENDITORE
ITALIANO
FARENS - VIA OXILIA 22 - MILANO

Amplificatori ad alta tensione e alto guadagno

f_T a bassa corrente 15 mc/s minimo a $I_C = 50\mu A$; basso fattore di rumore: 3 db massimo a $I_C = 10\mu A$ 1.8 db tipico

LV_{CEO} minimo 60 V

h_{FE} minimo 30 a corrente bassissima: $I_C = 1\mu A$

Simb.	Caratteristica	2N2484 Min.	Tip.	Max.	2N2483 Min.	Tip.	Max.	Unità	Condizioni di misura
LV_{CEO}	Tensione collettore-emettit.	60			60			Volt	$I_C=10mA$ $I_B=0$
h_{FE}	Guadagno di corrente in DC	30							$I_C=0.001mA$ $V_{CE}=5.0V$
h_{FE}	Guadagno di corrente in DC	100		500	40		120		$I_C=0.01mA$ $V_{CE}=5.0V$
h_{FE}	Guadagno di corrente in DC	150			60				$I_C=0.5mA$ $V_{CE}=5.0V$
h_{FE} (—55°C)	Guadagno di corr. in DC	20			10				$I_C=0.01mA$ $V_{CE}=5.0V$
NF	Fattore di rumore (1)		1.8	3.0		2.0	4.0	db	$I_C=0.01mA$ $V_{CE}=5.0V$
NF	Fattore di rumore (2)		1.8	3.0		2.0	4.0	db	$I_C=0.01mA$ $V_{CE}=5.0V$
C_{ob}	Capacità			6.0			6.0	pf	$I_E=0$ $V_{CB}=5.0V$
f_T	Prodotto banda-guadagno	15			12			mc	$I_C=50\mu A$ $V_{CE}=5.0V$ f=1 mc/s

Nota 1: $R_S = 10$ KΩ; banda equivalente di 15,7 kc/s con punti a 3 db: 10 cicli e 10 kc/s.
Nota 2: f = 1 kc/s; $R_S = 10$ KΩ; larghezza di banda di 200 cps.

* Il processo planare è un brevetto Fairchild.

Ora prodotti in Europa dalla SGS

2N2484: Amplificatore a basso livello per uso generale che offre un alto guadagno e un alto f_T a bassissime correnti di collettore. Questi vantaggi, uniti a un basso fattore di rumore a larga banda (1), rendono il 2N2484 ideale per l'impiego in amplificatori generici, come pure per applicazioni per satelliti e sonde spaziali. Il processo planare * SGS assicura una stabilità e un grado di affidamento elevati anche nelle condizioni ambientali richieste dalle specifiche militari.

2N2483: Ha caratteristiche simili, eccetto i valori di h_{FE}. Sia il 2N2483 che il 2N2484 sono incapsulati nel contenitore JEDEC TO-18. E' disponibile un foglio tecnico relativo a entrambi i transistori.

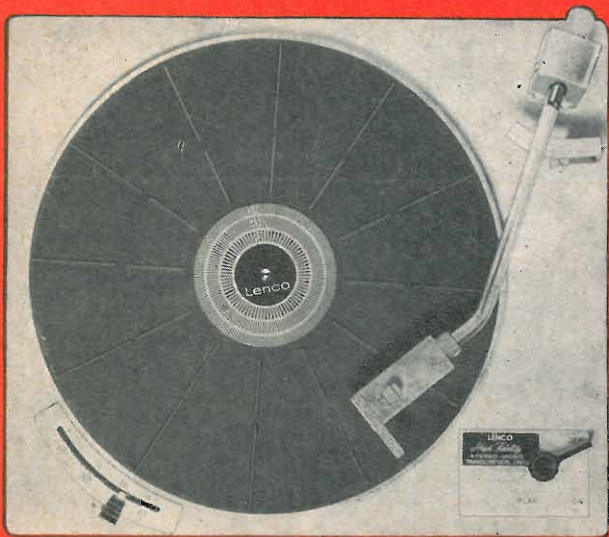
SGS s.p.a.
AGRATE (Milano)
Via C. Olivetti 1 - Tel. 65.341

La SGS vi invita a visitare il suo stand n. 3 al I° Salone Internazionale dei Componenti Elettronici Milano, 7-15 settembre 1963

LENCO

ITALIANA

L-70 Hi-Fi Stereo

Grazie alle sue innumerevoli qualità L-70 permette la riproduzione dei dischi ordinari o stereofonici in condizioni assolutamente perfette. La piastra di montaggio è in acciaio stozzato molto rigido. Il piatto pressofuso in lega non magnetica è ricoperto da un elegante copripiatto di gomma. Il braccio è imperniato su quattro cuscinetti a sfera speciali ed è dotato di un sistema di regolazione di peso, adattabile per mezzo di una vite micrometrica, letto su una scala graduata. L'apparecchio è provvisto di un sistema di posa e di alzamento del braccio - semiautomatico - solidale con la leva di messa in marcia. Testa del braccio sfilabile, a quattro contatti, di metallo nichelato o di bachelite.

Dimensioni 330 x 385 mm.

Motore a quattro poli

Forza d'appoggio del braccio regolabile da 0-15 g. con lettura diretta

Cartuccia utilizzata: cristallo, magnetica o stereo.

4 velocità con regolazione continua da 14-80 g/min.

Piatto Ø 306 mm.

Peso del piatto kg. 3,500

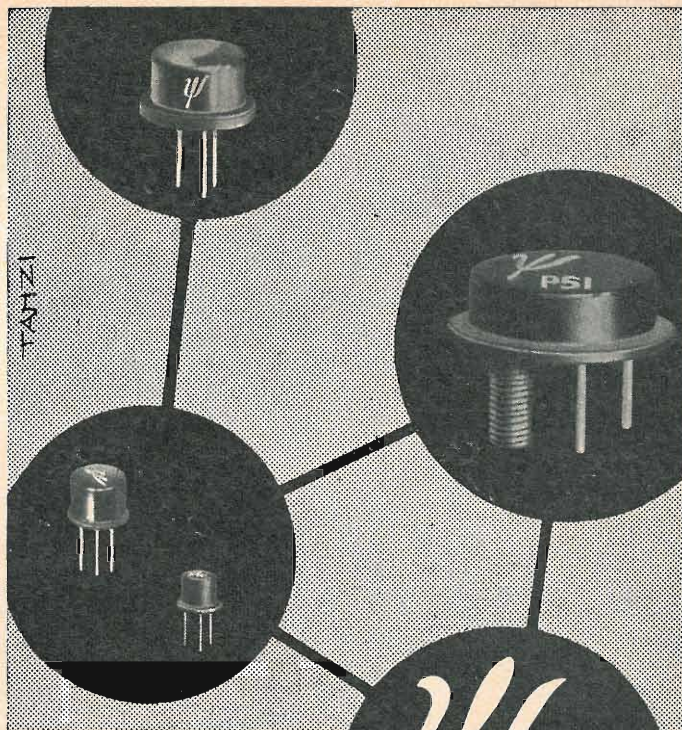
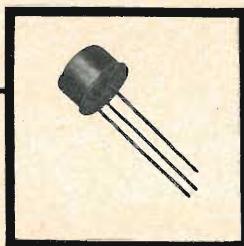
Peso kg. 7,800

Rumble -42 db a 100 Hz

Hum -51 db

Flutter ± 1% a 5000 Hz.

LENCO ITALIANA - OSIMO (ANCONA)

VIA DEL GUAZZATORE 225 - TELEFONO 72803

PRODOTTI D'AVANGUARDIA PER UNA TECNICA D'AVANGUARDIA

PER APPLICAZIONI PROFESSIONALI

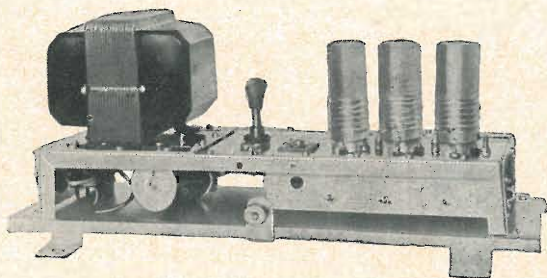
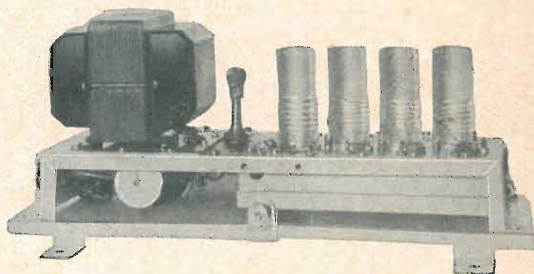
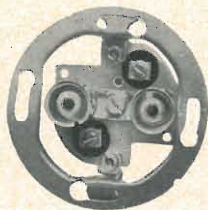
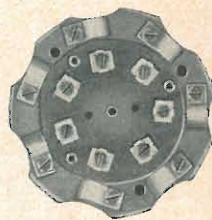
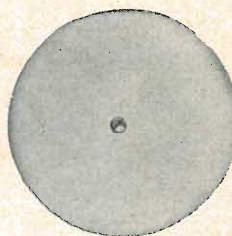
- **Transistori di potenza per A.F. e V.H.F.**
- **Transistori per commutazione rapida**
- **Diodi per commutazione**
- **Diodi zener**
- **Diodi zener di riferimento e ultracompensati**
- **Circuiti modulari micrologici**
- **Microcircuiti integrati**
- **Microdiodi e microtransistori**

Pacific Semiconductors, Inc.

RAPPRESENTANTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA:

Via Erba, 21 - (Milano)
PADERNO DUGNANO
TEL. 92 36 91/2/3/4

RAZAM

APPARECCHI ELETTRONICI E COMPONENTI PER IMPIANTI TELEVISIVI CENTRALIZZATI

AMPLIFICATORE PER UHF A 3 VALVOLE
(guadagno 45 volte

AMPLIFICATORE PER UHF A 4 VALVOLE
(guadagno oltre 100 volte)

AMPLIFICATORI UHF
AMPLIFICATORI VHF
CONVERTITORI UHF - VHF
(con cristallo a quarzo)
MISCELATORI di banda o di canale
FILTRI DEMISCELATORI
PARTITORI
MORSETTI DI DERIVAZIONE

PRESE DA INCASSO
PRESE SPORGENTI
TRASLATORI D'ANTENNA
ADATTATORI D'IMPEDENZA
CAVETTI DI CONNESSIONE
SPINE DI COLLEGAMENTO

Consulenza tecnica gratuita

PRESA DA INCASSO DOPPIA

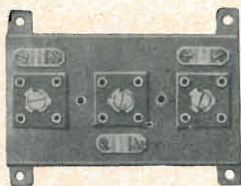
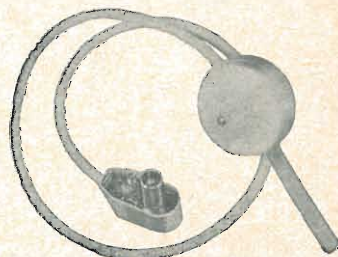
PARTITORI

PRESA DA INCASSO

MORSETTO DI DERIVAZIONE

PRESA SPORGENTE

MISCELATORE DI BANDA

MISCELATORE DI BANDA O DI CANALE

FILTRO DEMISCELATORE

CAVETTO DI CONNESSIONE

RAZAM MILANO - VIA SAN SIRO, 9 - TEL. 483.587 - 436.889

Visitateci allo Stand N. 56 - Salone Componenti Elettronici

DUE

Due possibilità di sintonia per la prima volta nella stessa autoradio tutta a transistor. VOXSON EXPLORER ha 5 tasti per le stazioni di abituale ascolto ed in più la ricerca elettronica per la scelta dei programmi durante il viaggio. Comando a distanza a pedale per la guida ad alta velocità.

UNA

Una realizzazione a conferma del PRIMATO TECNICO VOXSON. Il modello Explorer 811-P ha 9 transistor, 6 diodi, 6 Watt di potenza e funziona su tutte le vetture con impianto elettrico a 12 ed a 6 Volt.

Voxson regala Supercortemaggiore per la prima gita con l'autoradio.

VOXSON

L'autoradio Voxson è stata adottata ed omologata da:

Alfa Romeo

Lancia

Innocenti

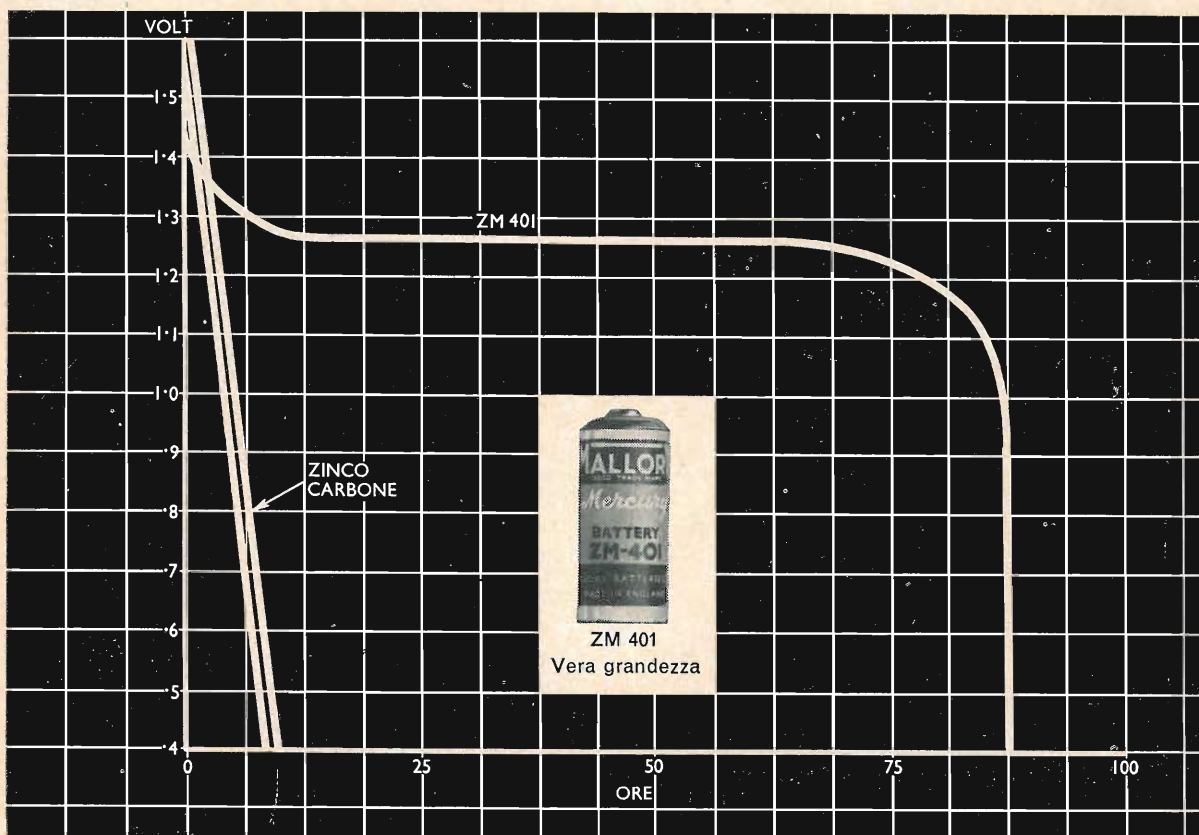
PUBBLI VOXSON

SIERA

Una pila a secco che associa una tensione di scarica costante ad una straordinaria durata: questa è la realizzazione, veramente unica della casa Mallory. Nessuno era mai riuscito finora ad ottenere un risultato del genere con una pila a secco. Anche oggi, solo le pile Mallory lo consentono. Queste minuscole fonti di energia hanno una maggiore capacità per cellula delle batterie convenzionali. Sono a perfetta tenuta; la corrente erogata è sempre costante, non presentano affievolimenti durante l'uso, non si scaricano mai durante l'immagazzinaggio e possiedono una grande stabilità al variare della temperatura. Le pile Mallory dotate di queste straordinarie caratteristiche costituiscono una realizzazione importantissima per tutti i progettisti di circuiti a transistori e per tutti i fabbricanti di apparecchiature portatili che desiderino miniaturizzare i loro prodotti senza diminuirne la potenza.

Mallory

—il più importante sviluppo nel campo delle pile a secco da più di 80 anni

ZM 401
Vera grandezza

Consultando la Mallory in fase di progetto potrete ottenere il massimo vantaggio possibile dalla fonte di energia meno ingombrante del mondo.

Richiedete letteratura tecnica ed ulteriori informazioni a
MALLORY BATTERIES LTD. Technical Representative
Via Catone, 3 - Milano - Tel. 37 61 888

MALLORY

sempre nuove idee nel campo delle pile.

AESSE
MILANO

Apparecchi e Strumenti Scientifici ed Elettrici

Corso Lodi 47 — Telefoni 580792 - 580907

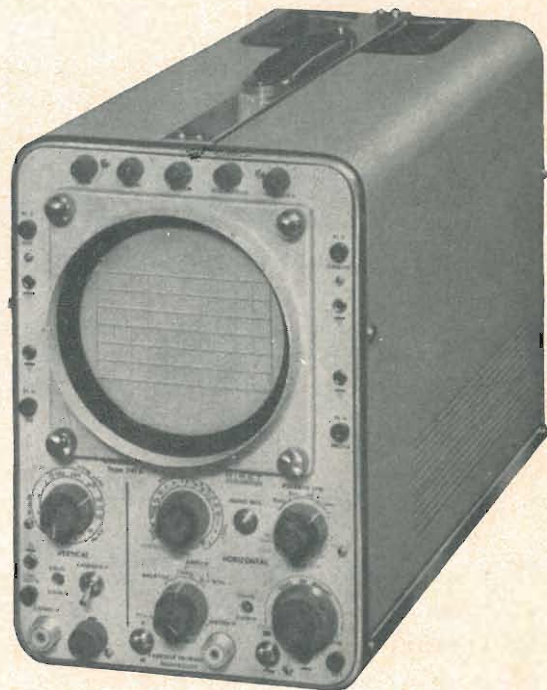
OSCILLOSCOPIO MOD. 243A CON UNITA' A CASSETTO

Amplificatore verticale (quando usato con preamplificatore T130 a cassetto) - Larghezza di banda: c.c. ÷ 15 MHz. - Sensibilità: 5 mV/cm. c.a., 50 mV/cm. c.c. • **Base di tempo:** da 10 s/cm. a 0,1 µs/cm. - Ingranditore × 5 - **Sistemi di trigger:** c.c., c.a., HF, auto - Regolazione del livello di trigger • **Amplificatore orizzontale** - Larghezza di banda: c.c. ÷ 300 KHz - Sensibilità: 250 mV/cm. • **Tubo a raggi catodici:** Potenziale acceleratore: 10 KV - Dimensioni immagine: 6 × 10 cm.

OSCILLOSCOPIO MOD. 246A A DOPPIA TRACCIA

Amplificatore verticale - Due tracce: A, B, A + B, A — B - Larghezza di banda: c.c. ÷ 1 MHz - Sensibilità: 10 mV/cm. c.a., c.c. • **Base dei tempi:** Velocità di scansione: 2 s/cm. a 1 µs/cm. in 20 scatti. Ingranditore × 5 - Regolazione del livello del trigger • **Amplificatore orizzontale** - Larghezza di banda: c.c. ÷ 1 MHz - Sensibilità: 1,5 V/cm. • **Tubo a raggi catodici:** Diametro: 13 cm. - Potenziale acceleratore: 3 KV.

OSCILLOSCOPIO MOD. 245A PORTATILE

Amplificatore verticale - Larghezza di banda: c.c. ÷ 15 MHz - Sensibilità: 50 mV/div. c.c., 5 mV/div. c.a. • **Base di tempo:** Velocità di scansione: 0,2 µs/div. a 2 s/div. • **Sistemi di trigger:** c.c., c.a., auto, HF, regolazione del livello di trigger • **Amplificatore orizzontale:** Larghezza di banda: c.c. ÷ 2 MHz - Sensibilità: 1,5 V/div. • **Tubo a raggi catodici:** Diametro: 7 cm. - Potenziale acceleratore: 4 KV.

OSCILLOSCOPIO MOD. 247A PER USI GENERALI

Amplificatore verticale - Larghezza di banda: c.c. ÷ 1 MHz - Sensibilità: 50 mV/cm. c.c., 5 mV/cm. c.a. - Attenuatore calibrato: 5 mV/cm. a 20 V/cm. in 12 gradini - Impedenza d'ingresso: 1 MΩ ÷ 47 pF • **Base dei tempi:** Ricorrente o sganciata - Gamma di scansione: 0,5 µs/cm. a 1 s/cm. in 20 gradini - 5 sistemi: scansione singola HF-LF, linea TV - quadro TV - Regolazione del livello di trigger • **Amplificatore orizzontale** - Larghezza di banda: c.c. ÷ 500 KMz - Sensibilità: 0,5 V/cm. • **Tubo a raggi catodici** - Diametro: 13 cm. - Potenziale acceleratore: 3 KV.

ANNO XXXV

AGOSTO 1963

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.
Gerente Alfonso Giovene
Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

SOMMARIO

Direzione, Redazione
Amministrazione
Uffici Pubblicitari

VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

Oscilloscopia pratica e agevole

OB 151

L'oscilloscopio transistorizzato per il laboratorio

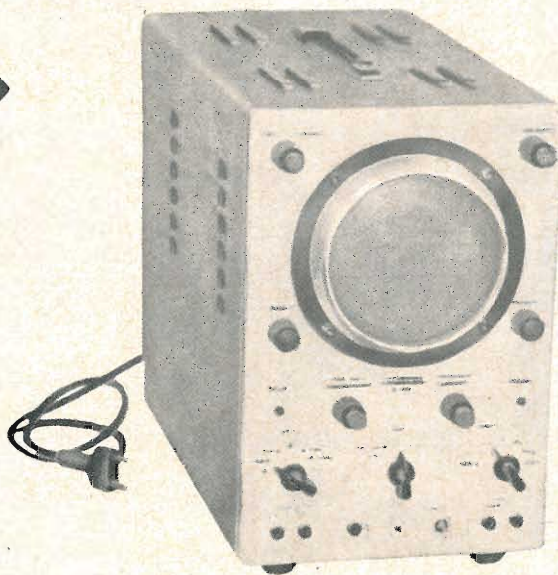
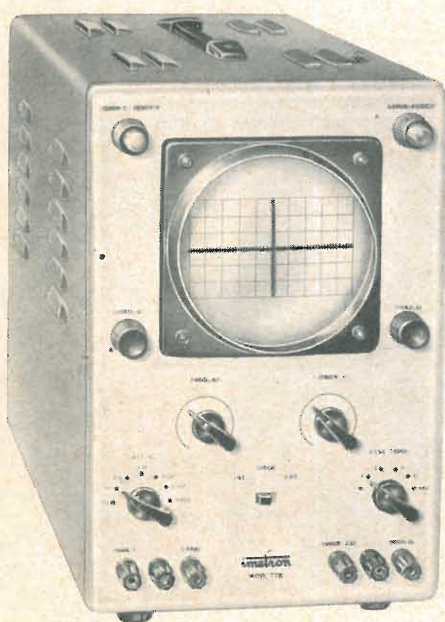
Sensibilità: 10 mV/cm

Schermo piano, postaccelerazione 4 kv

S 710

L'oscilloscopio in c.c. per usi generali di laboratorio e servizio TV

Banda passante 5 MHz

Sensibilità 30 mV/cm

778

L'oscilloscopio in c.a. per usi generali e manutenzione

Banda passante 1 MHz

Sensibilità 10 mV/cm

Per le vostre esigenze di misura affidatevi a **imetron** *che produce una vasta gamma di apparecchiature per l'elettronica e l'automazione.*

INDUSTRIA MISURE ELETTRONICHE

Milano - Via Teodosio 33 - Tel. 2360008

dott. ing. Alessandro Banfi

Le assise del colore

Ancora una volta siamo costretti per dovere di cronaca attuale, a riprendere il ricorrente argomento della TV a colori.
Si è svolta infatti a Londra dall' 8 al 12 luglio u. s. l'annunciata riunione di delegati tecnici degli Enti associati all'Eurovision ed all'Intervision, organizzata dall'Union Européenne de Radiodiffusion (U.E.R.), per un confronto diretto, probante, fra tre sistemi in gara per l'adozione di uno di essi come standard europeo.
Già abbiamo avuto occasione di accennare in questa stessa sede all'attuale situazione della TV a colori nel quadro europeo.
Essendo l'Inghilterra intenzionata ad introdurre al più presto il colore nelle proprie trasmissioni TV, ne è logicamente derivata l'opportunità che la scelta del più adatto sistema di trasmissioni a colori, venisse demandata all'U.E.R., onde raggiungere una unificazione almeno in sede europea. Ne è nata una Commissione speciale, articolata in sei sottocommissioni di esperti, che con altri tecnici (un centinaio di persone in tutto), interessati a questo grosso problema, si sono riuniti a Londra per assistere ad una serie di trasmissioni dimostrative.
Tali trasmissioni accuratamente organizzate delle B.B.C. e dal Post Office inglese, interessavano i tre sistemi oggi in discussione: il sistema americano N.T.S.C., il sistema francese SECAM ed il sistema tedesco P.A.L.
Le tre trasmissioni venivano effettuate successivamente con le medesime immagini, il medesimo trasmettitore ed il medesimo complesso ricevente (salvo ovviamente il televisore vero e proprio adatto, per un determinato sistema) onde garantire la massima attendibilità ed imparzialità delle osservazioni.
Sotto tali premesse erano stati allestiti numerosi posti di ricezione, distribuiti in una decina di località dell'area londinese, in modo da realizzare diverse condizioni di propagazione e di campo elettromagnetico, tutte però identiche per i tre sistemi.
Comprensibili motivi di riservatezza non ci permettono in questo momento di divulgare risultati ed impressioni sia pur ufficiosi o personali delle succitate trasmissioni dimostrative.
Possiamo solo dire che la prima sommaria impressione di chi vi ha assistito è di vero compiacimento per la qualità e la brillantezza delle immagini di tutti e tre i sistemi che non manifestano pertanto apprezzabili differenze.
Si tratterà ora di vagliare in sede di considerazioni tecniche ed economiche i vantaggi e svantaggi che presentano ciascuno dei tre sistemi sia sotto il profilo della catena di trasmissione che sotto quello del ricevitore.
Come prima impressione generale sembra che il sistema N.T.S.C. possa aspirare alla preferenza, anche perchè esistono attualmente oltre un milione di televisori a colori negli U.S.A. e sarebbe augurabile una unificazione in sede mondiale dalla TV a colori onde consentirne uno scambio diretto intercontinentale mediante i satelliti terrestri, cosa che si vorrebbe realizzare alle Olimpiadi giapponesi del prossimo anno.
Una decisione dovrà essere presa dalla Commissione dall'U.E.R. entro il corrente anno, onde consentire all'Inghilterra di dar corso al suo programma di introduzione della TV a colori.
Per ciò che riflette le conseguenze di tali decisioni nei riguardi dell'Italia possiamo dire che i competenti organi del Governo e la RAI seguono con molta attenzione gli sviluppi della situazione che si verrà a creare.
Si sappia comunque però sin d'ora che non è da attendersi un inizio, sia pure sperimentale, di trasmissioni TV a colori, prima del 1965.

(Il testo segue a pag. 367)

Il Raysistor, nuovo componente elettro-ottico

I Raysistor sono dispositivi elettro-ottici a quattro terminali e sono costituiti da una sorgente di luce e da una fotocellula. Possono essere contenuti in diversi tipi di custodie.
Una variazione della tensione d'ingresso applicata alla sorgente di luce produce una variazione nella resistenza interna della fotocellula. Ovviamente non c'è nessun accoppiamento elettrico, che non sia di entità trascurabile, tra l'organo di controllo (ossia tra la sorgente di luce) ed il circuito del segnale (ossia la fotocellula).
Mediante differenti combinazioni di lampadine e di fotocellule, è possibile ottenere vari tipi di commutatori e di sistemi di regolazione. I Raysistor offrono la possibilità di trasformare segnali in corrente continua in segnali in corrente alternata a basso rumore, senza l'aggiunta di una tensione continua di polarizzazione, con una ampia dinamica senza la formazione di transitori. Poiché non hanno organi in movimento, hanno una vita molto lunga.

1. - GENERALITÀ

« Raysistor » è il nome di un nuovo componente elettro-ottico della RAYTHEON, che può essere impiegato nei circuiti sia come commutatore che come resistenza variabile; esso consiste in una lampadina ed in una fotocellula montate alle estremità opposte di un tubo nel quale non può entrare la luce dell'ambiente. Vi sono vari tipi di questi dispositivi, realizzati combinando in modo opportuno lampadine e fotocellule. A seconda del tipo di Raysistor, le lampadine possono essere sorgenti di luce a filamento o a gas ionizzato; le fotocellule sono costituite da semiconduttori policristallini, sia di solfuro di cadmio che di seleniuro di cadmio.

Le fotocellule impiegate in questi dispositivi, quando non sono esposte alla luce, sono costituite da un materiale isolante, nel quale i portatori di cariche sono collegati agli atomi che costituiscono i reticoli cristallini. Quando una radiazione luminosa, ad esempio proveniente da una lampadina a filamento o da un gas ionizzato, incide sulla superficie cristallina, l'energia del fotone viene assorbita dal reticolo e un certo numero di portatori di cariche viene liberato in seguito alla ionizzazione degli atomi del reticolo che ha assorbito la radiazione. Il reticolo cristallino ionizzato diventa un conduttore. In un cristallo, nel quale molti reticoli cristallini hanno assorbito un fotone, la resistività diminuisce ed il materiale con il quale è costituita la fotocellula da isolante diventa conduttore, con conduttanza più o meno elevata, a seconda del numero di fotoni assorbiti:

Per un singolo cristallo si può scrivere la seguente relazione:

$$R = \frac{K}{Q}$$

dove R è la resistenza per unità di area, K è un fattore di proporzionalità variabile con la larghezza del cristallo considerato, con la mobilità ed il tempo di vita dei portatori di carica del reticolo, e Q è il numero dei fotoni incidenti.

Nel Raysistor le variazioni nella tensione applicata alla lampadina, elemento di controllo, provocano variazioni nell'illuminazione della fotocellula, elemento controllato, e quindi variazioni nella sua resistenza interna.

Ne risulta che la tensione ai capi di una resistenza fissa collegata in serie con la fotocellula può essere variata agendo sulla tensione applicata alla lampadina.

Si osservi che il circuito della lampadina è completamente isolato da quello della fotocellula e questo porta ad avere un circuito di controllo separato completamente dal circuito controllato.

I Raysistor possono essere classificati come segue: quelli con sorgente di luce a gas ionizzato, comprendenti i tipi CK1101, CK1111, CK1101P, CK1111P e CK1105; quelli con sorgente di luce a filamento, comprendenti i tipi CK1102 CK1103, CK1104, CK1112, CK1102P, CK1104P, CK1112P, CK1114 e CK1108.

I tipi con sorgente di luce a gas ionizzato non hanno l'elevata inerzia termica di quelli con sorgente di luce a filamento, questi ultimi possono, invece, funzionare con tensioni di controllo molto più basse. Il tipo da usare dipende dall'applicazione desiderata.

I tipi CK1101 e CK1111 sono realizzati con custodie cilindriche, il tipo CK1111P è realizzato con custodia adatta per impiego in circuiti stampati ed ha le medesime caratteristiche del tipo cilindrico corrispondente. Lo stesso vale per i tipi CK1102, CK1103, CK1104, CK1112 e i tipi CK1102P, CK1103P, CK1104P e CK1112P. Il tipo CK1114 è un Raysistor realizzato interamente nella custodia T05, standard per i transistori, ed è un tipo a filamento, progettato per l'impiego dove dimensioni e peso sono elementi essenziali.

Il tipo CK1105 ha una lampadina al neon e il tipo CK1108 una lampadina a filamento; entrambi sono stati progettati per impiego in circuiti ad alta tensione. Infatti l'isolamento fra il circuito di controllo e quello controllato è di 25 kV.

2. - GRANDEZZE CHE INFLUENZANO I PARAMETRI DEI RAYSISTOR

2.1. - Temperatura ambiente

Nel caso il Raysistor funzioni come commutatore, la temperatura ambiente influenza il tempo di commutazione, ed esattamente quello di chiusura del circuito, ma non il tempo di apertura, perchè il numero dei portatori di carica liberati aumenta con il crescere della temperatura e questo influenza solo il tempo di chiusura. Al fine di avere tempi di commutazione più brevi, è necessario ricorrere ad elevati livelli di illuminazione. La temperatura ambiente influenza, anche, la resistenza interna di apertura, cioè in assenza di segnale luminoso, perchè aumenta l'energia termica dei portatori di carica nel reticolo cristallino. Questa resistenza ha un coefficiente di temperatura negativo come si può vedere dal grafico riportato in figura 1.

2.2. - Tensione ai capi della fotocellula

In condizioni di illuminazione costante, la fotocellula si comporta come una resistenza con in parallelo una capacità fissa del valore di circa 2 pF, anche per grandi variazioni della tensione applicata. Senza illuminazione (tensione nulla ai capi della lampadina) la resistenza della fotocellula è lineare, rispetto alla tensione applicata, solo per piccole variazioni di questa. Grandi valori di resistenza in assenza di illuminazione si hanno in corrispondenza di piccoli valori di tensione applicati alla fotocellula.

2.3. - Resistenza di carico della fotocellula

La resistenza di carico nel circuito della fotocellula deve essere di valore così elevato da non avere una potenza dissipata troppo alta nella fotocellula.

Se il Raysistor è impiegato come commutatore, i tempi di apertura e di chiusura dipendono dal valore di questa resistenza di carico. Il tempo di apertura aumenta in modo inversamente proporzionale alla resistenza di carico e il tempo di chiusura aumenta in modo direttamente proporzionale,

2.4. - Scosse e vibrazioni

Campioni di tutti i tipi di Raysistor

Fig. 1 - Resistenza interna della fotocellula, in assenza di illuminazione, in funzione della temperatura.

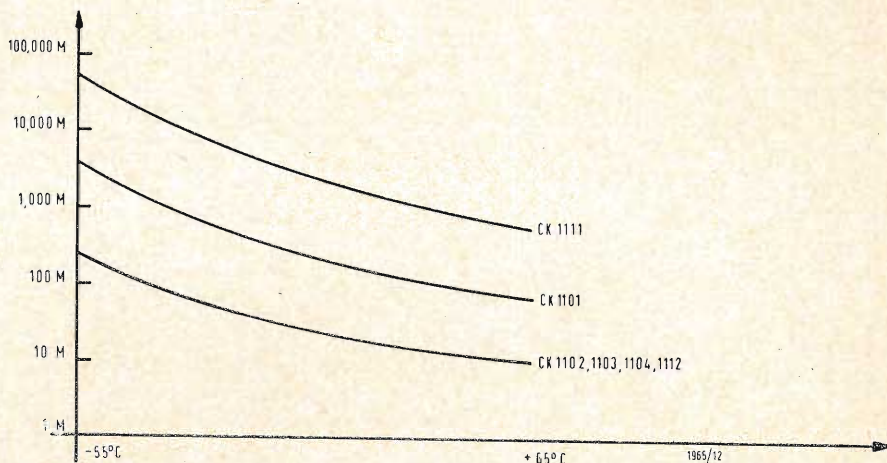



Fig. 2 - Impiego del Raysistor per realizzare un controllo automatico di guadagno nell'amplificatore a bassa frequenza di un ricevitore radio a banda laterale unica, per portante soppressa.

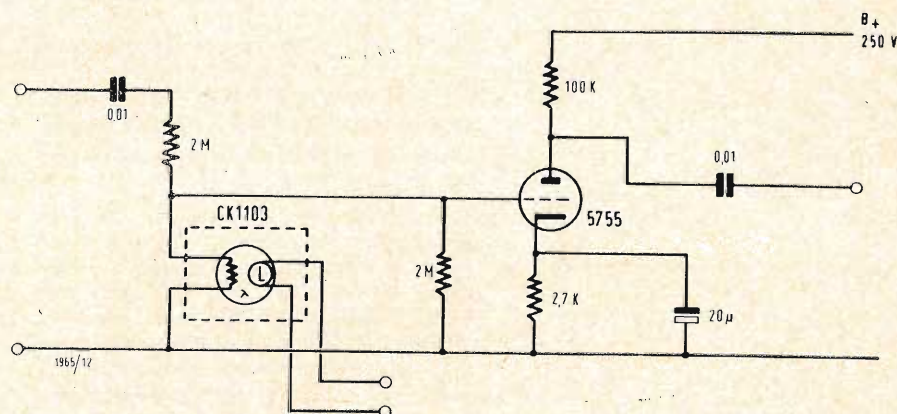
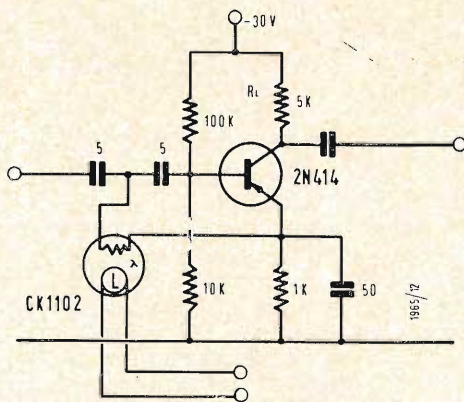



Fig. 3 - Amplificatore a transistore con C.A.G. realizzato mediante un Raysistor che regola l'ampiezza del segnale d'ingresso dell'amplificatore.

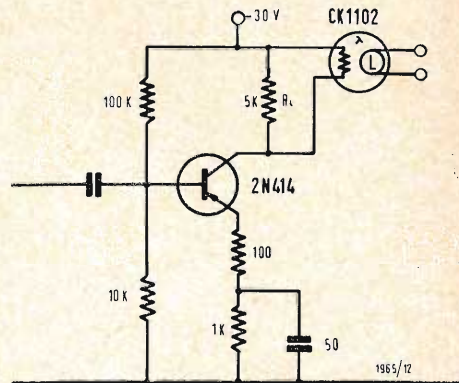



Fig. 4 - Amplificatore a transistore con C.A.G. realizzato mediante un Raysistor che regola il guadagno dell'amplificatore, variando il valore della resistenza di carico.

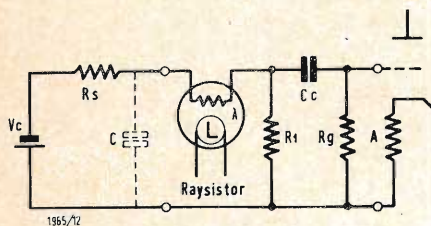



Fig. 5 - Schema elettrico di un modulatore o convertitore corrente continua - corrente alternata, a Raysistor, tipo serie.

Fig. 6 - Schema elettrico di un modulatore, o convertitore corrente continua - corrente alternata, a Raysistor, tipo serie-parallelo.

sono stati sottoposti a prove di scosse (50 g per 11 msec, 20 colpi) e prove di vibrazioni da 100 Hz a 2 kHz a 10 g.

2.5. - Rumori e effetti voltaici

Nella gamma di frequenze da 10 Hz a 2 kHz, se non si applica ai terminali della fotocellula alcuna tensione, il rumore prodotto dalla fotocellula è equivalente al rumore termico prodotto da una resistenza dello stesso valore della resistenza interna della fotocellula. Quando si applica tensione ai capi della fotocellula, l'ampiezza del rumore generato da quest'ultima dipende da due parametri: l'ampiezza della tensione ai suoi capi e il livello di illuminazione incidente su di essa. L'ampiezza del rumore è minima con piccoli segnali e con massimi livelli di illuminazione. Un valore tipico di rumore è 2,0 μV, valore efficace, su una larghezza di banda da 2Hz a 180 kHz, fino ad una tensione continua di 50 mV ai capi della fotocellula. Con 1 V ai capi della fotocellula, a pari valore di tensione applicata alla lampadina, il rumore aumenta di circa 5 volte. Con questi tipi di fotocellule non c'è nessun effetto voltaico misurabile, cioè non si ha nella fotocellula alcuna generazione di f.e.m. misurabile.

3. - IMPIEGHI DEL RAYSISTOR

3.1. - Impiego del Raysistor quale elemento di controllo nei ricevitori a banda laterale unica con portante soppressa

Il Raysistor può essere usato per realizzare un comando a distanza o un controllo automatico di volume in un ricevitore radio di qualunque tipo, ma è particolarmente utile nei ricevitori radio a banda laterale unica, con portante soppressa, dove altrimenti necessiterebbero circuiti troppo complicati. Nella trasmissione a banda laterale unica e banda soppressa, non c'è portante quando non c'è modulazione e, quindi, il controllo automatico di volume di un normale ricevitore radio non funziona, perchè è messo in funzione solo dalla portante del segnale a frequenza intermedia o da quello a radio frequenza.

Il Raysistor può essere usato per il controllo automatico di guadagno in un ricevitore di questo tipo collegando la sorgente di luce di controllo direttamente con l'uscita dell'amplificatore audio del ricevitore e collegando la resistenza interna della fotocellula in parallelo con l'ingresso dell'amplificatore audio, come riportato in figura 2. In questo modo si varia la resistenza interna della fotocellula in funzione del segnale audio applicato alla lampadina.

La variazione della resistenza interna della fotocellula si traduce in una variazione dell'ampiezza del segnale inviato all'amplificatore audio. Il Raysistor ha un rapido intervento, mentre è lento nell'eliminare l'azione del controllo automatico al mancare del segnale di controllo. Questa caratteristica lo rende assai adatto per questo tipo di applicazione.

I vantaggi di questo tipo di circuito possono essere così riassunti:

— rapido intervento, con un tempo di intervento dell'ordine 10 msec;

— lento distacco del C.A.G., con un tempo di distacco dell'ordine degli 800 msec;

— inerzia del filamento della lampadina che effettua automaticamente la media del segnale applicato;

— controllo privo di rumore;

— controllo automatico a distanza;

— elevato isolamento fra circuito di controllo e circuito controllato;

— ampia dinamica.

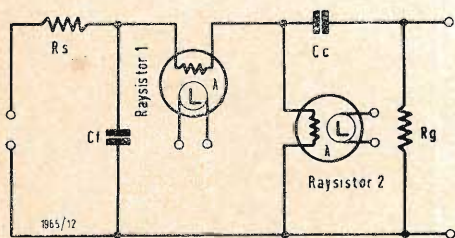



Fig. 8 - Circuito di comando delle lampadine dei Rajsistor per il circuito di fig. 6.

Spesso, durante il funzionamento di una stazione radio trasmittente e ricevente, con banda laterale unica, si captano, su diverse frequenze, segnali di antenna di ampiezza variabile. In questi casi bisogna continuamente regolare il controllo di volume di bassa frequenza. Il Raysistor nel circuito sopra illustrato permette di realizzare un controllo automatico assai efficiente. Il circuito di controllo del Raysistor può essere facilmente inserito o escluso e la sua azione può essere regolata con facilità.

In assenza della tensione d'ingresso al circuito di controllo del Raysistor, cioè in assenza di illuminazione, la resistenza interna della fotocellula è dell'ordine di 2 MΩ. Per la massima tensione d'ingresso al circuito di controllo del Raysistor, cioè per la massima illuminazione, la resistenza interna della fotocellula è dell'ordine dei 200 Ω. Quindi la variazione dell'ampiezza della tensione d'uscita dell'amplificatore è data da (con riferimento alla figura 2):

$$V_u = \frac{AE_{in}/3}{AE_{in}/10.000} = 3.330$$

dove:
V_u = variazione tensione d'uscita;
A = guadagno dello stadio
E_{in} = tensione d'ingresso all'amplificatore audio.

Se il segnale di bassa frequenza è piccolo, la fotocellula ha caratteristiche lineari, e si introduce solo una piccola distorsione. Se, invece, il segnale a bassa frequenza è alto, cioè se la lampadina del Raysistor è collegata alla uscita di uno stadio a livello maggiore nella catena dell'amplificatore a bassa frequenza, si introduce una distorsione che è tanto maggiore quanto più grande è il segnale applicato alla lampadina. Si osserva che l'inerzia termica del filamento impedisce alla illuminazione di seguire le variazioni del segnale applicato quando questo non ha una frequenza molto bassa (dello spettro audio).

3.2. - Impiego del Raysistor in circuiti di C.A.G. realizzati in amplificatori a transistori

Il Raysistor può essere usato in un amplificatore a transistore con C.A.G., come illustrato in figura 3, realizzato mediante un controllo, in derivazione, dell'ampiezza del segnale d'ingresso dell'amplificatore. In questo circuito parallelo un'estremità del Raysistor è collegata con l'emettitore in modo che la risposta alle basse frequenze non venga modificata. Due condensatori d'accoppiamento vengono usati per isolare la fotocellula dai circuiti di polarizzazione. Mediante questo circuito è possibile ottenere 10 dB di regolazione. In figura 4 è invece riportato un amplificatore a transistore con C.A.G. realizzato mediante un Raysistor nel circuito di collettore. All'aumentare della tensione d'ingresso il carico di collettore diminuisce e, quindi, si ha una riduzione nel guadagno. In questo circuito, la regolazione possibile è di 15 dB; se si aumenta *RL* questa variazione diventa più grande.

3.3. - Impiego del Raysistor come commutatore fotoelettrico

I commutatori, o i modulatori fotoelettrici che impiegano cellule fotoconduttrici e sorgenti di luce modulata, offrono al progettista vari, ben noti vantaggi. Quando vengono usati in un amplificatore di zero, ad esempio, per il bilanciamento di un ponte di misura, la fotocellula è ben separata dal circuito di controllo della lampadina e, quindi, non si hanno induzioni di segnali alla frequenza di commutazione. Questo, aggiunto al comportamento ohmico della fotocellula, permette di eliminare la maggior parte delle cause di spostamento dello zero. Il cattivo funzionamento dei contatti, uno dei più preoccupanti problemi dei commutatori meccanici, non esiste ovviamente nel modo più assoluto. Non essendoci alcuna tensione nella fotocellula, escluso quella che si deve misu-

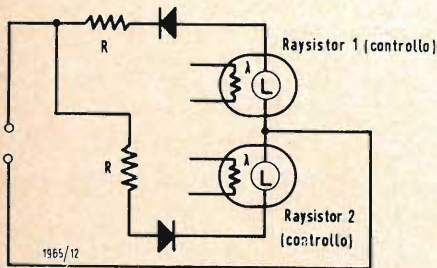
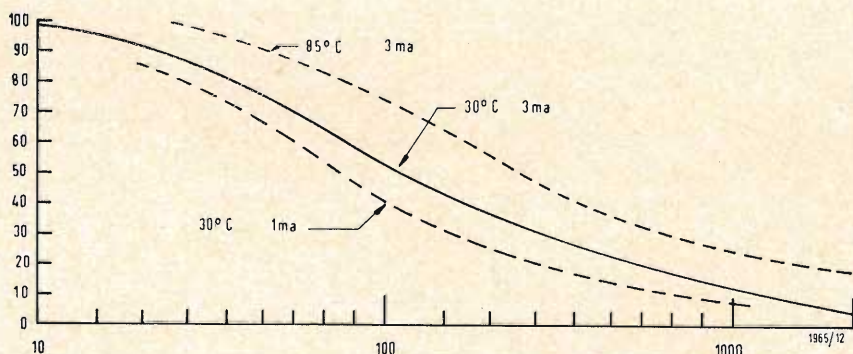



Fig. 7 - Andamento del rendimento del commu-tatore in funzione della frequenza

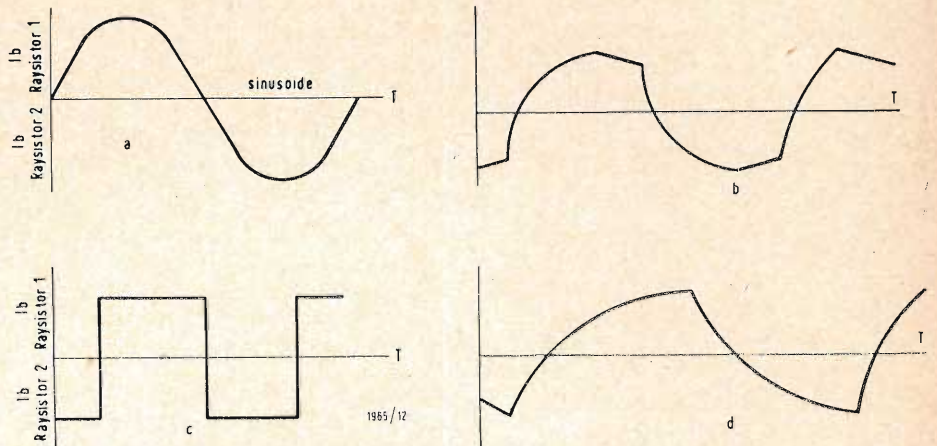



Fig. 9 - *a*) tensione di modulazione sinusoidale; *b*) tensione d'uscita del modulatore; *c*) tensione di modulazione costituita da un'onda quadra; *d*) tensione d'uscita del modulatore.

rare, il bilanciamento non è critico, perché non può essere influenzato dalle condizioni ambientali, come nel caso di dispositivi costituiti da amplificatori a transistori.

I commutatori fotoelettrici, se necessario, possono essere usati anche con modulazione sinusoidale, mentre i commutatori a transistori devono essere, per avere un funzionamento sicuro, usati come interruttori e quindi possono generare solo onde quadre.

Si illustrano nel seguito due circuiti tipici di commutatori.

a) *Modulatore serie* (fig. 5)

Il rendimento, η_1, di questo circuito è dato da:

$$\eta_1 = \frac{v_a}{V_c}$$

dove:

v_a = tensione alternata picco-picco

V_c = tensione continua d'entrata

Supponiamo che R_s sia piccolo ed R_g grande in confronto con R_1:

$$\eta_1 = \frac{v_a}{V_c} = \frac{R_1}{R_1 + R_{min}} - \frac{R_1}{R_1 + R_{max}}$$

dove:

R_1 = resistenza d'ingresso in continua dell'amplificatore;

R_{min} = resistenza interna della fotocellula con illuminazione massima;

R_{max} = resistenza interna della fotocellula con illuminazione minima.

Il valore di R_1 per il quale η_1 è massimo è dato da:

$$R_1 = \sqrt{R_{max} R_{min}}$$

quindi:

$$\eta_{1\ max} = \frac{\sqrt{R_{max}} - \sqrt{R_{min}}}{\sqrt{R_{max}} + \sqrt{R_{min}}}$$

A basse frequenze di commutazione, da 30 Hz a 60 Hz, la forma d'onda di uscita dell'interruttore fotoelettrico è quasi un'onda quadra teorica e si ottengono risultati confrontabili con quelli ottenuti con commutatori meccanici o a transistori. A frequenze più alte la forma d'uscita del commutatore fotoelettrico è quasi sinusoidale ed è necessario tenere in considerazione le caratteristiche dell'amplificatore e del rivelatore prima di confrontare i rendimenti con vari tipi di commutatori. Mano a mano che la frequenza del segnale di comando della lampadina del commutatore fotoelettrico aumenta, la lampadina, che ha una notevole inerzia, riduce la sua uscita di luce variabile e ne consegue che la differenza tra R_{min} e R_{max} è minore. Ma, anche se $\frac{R_{max}}{R_{min}}$ è solo 9, si ha che η_1 è ancora 0,5.

b) *Modulatore serie-parallelo* (fig. 6).

Il rendimento, η_{2max}, di questo circuito ricavato in modo analogo da η_{1max} è dato da:

$$\eta_{2max} = \frac{R_{max} - R_{min}}{R_{max} + R_{min}}$$

Il rapporto fra η_{2max}, rendimento del convertitore tipo serie parallelo, ed η_{1max}, rendimento del convertitore tipo serie è dato da:

$$\frac{\eta_{2max}}{\eta_{1max}} = \frac{\dfrac{R_{max} - R_{min}}{R_{max} + R_{min}}}{\dfrac{\sqrt{R_{max}} - \sqrt{R_{min}}}{\sqrt{R_{max}} + \sqrt{R_{min}}}} =$$

$$= \frac{R_{max} + 2\sqrt{R_{max} - R_{min}} + R_{min}}{R_{max} + R_{min}}$$

che dimostra che a frequenze alte dove $\sqrt{\frac{R_{max}}{R_{min}}}$ è quasi uguale ad 1, si ha

un vantaggio di quasi 6 dB nel circuito serie-parallelo rispetto a quello solo serie, ma a basse frequenze dove la

$\sqrt{\dfrac{R_{max}}{R_{min}}}$ è grande, è più economico

l'uso di un circuito serie semplice. Comunque il circuito serie-parallelo fornisce una forma d'onda più simmetrica che può dar luogo a minori spostamenti dello zero specie se variano le condizioni ambientali.

Il circuito serie-parallelo presenta notevole stabilità con la temperatura. Infatti i tempi di commutazione variano molto meno con la temperatura.

Il tempo di chiusura di uno dei due commutatori, influenzato dalla temperatura, viene neutralizzato dal tempo di apertura dell'altro commutatore che, come precedentemente affermato, non è influenzato dalla temperatura.

La sorgente di pilotaggio della lampadina al neon deve fornire una tensione può essere ottenuta dalla rete eccetto in quei casi in cui l'isolamento, al fine di evitare ronzio indotto dalla rete, deve essere così elevato, da richiedere l'uso di un'altra sorgente di pilotaggio. Se la sorgente di pilotaggio della lampadina ha una forma d'onda sinusoidale, è consigliabile inserire dei rettificatori e dei resistori che limitano la corrente, in serie con la lampadina, come illustrato nel circuito riportato in figura 8. La caduta, ai capi della lampadina, E_b, è di circa 70 V, e la tensione di picco dovrebbe essere almeno di 120 V. Il valore di R dovrebbe essere scelto in modo da limitare la corrente di picco ad un valore ammissibile per la lampadina.

Fig. 10 - Modulatore a due Raysistor, con polarizzazione continua applicata

La corrente di picco della lampadina del circuito di figura 8 è data da (la caduta nel diodo è trascurabile):

$$I_p = \frac{E_p - E_b}{R}$$

dove:

R = resistenza in serie con il diodo;
E_b = tensione ai capi della lampadina;
E_p = valore di picco (positivo e negativo) della tensione alternata d'ingresso.

In qualche caso può essere conveniente collegare i diodi ai capi delle lampadine in modo che la tensione inversa di picco massima applicabile al diodo, di tipo Zener, non superi la tensione di innesco della lampadina. In figura 9 è riportata la forma d'onda della tensione d'uscita sia con segnale di controllo ad andamento sinusoidale che ad andamento ad onda quadra. La distorsione è dovuta alle caratteristiche non lineari della resistenza interna della fotocellula in funzione della illuminazione.

Se si desidera avere un'onda modulata d'uscita perfettamente sinusoidale, con una distorsione molto bassa, bisogna usare un circuito come quello riportato in figura 10. Alle lampadine è applicata una tensione costante che le mantiene accese e il segnale alternativo, applicato tramite il trasformatore, varia la corrente circolante nelle lampadine intorno ad un valore medio. Il ritardo all'aumento della resistenza interna della fotocellula allo scomparire dell'ulliminazione, causa uno spostamento di fase tra la tensione di pilotaggio e la tensione modulata, ma la distorsione armonica è bassa.

Si devono regolare i valori di R_a e di R_b in modo che gli sbilanciamenti delle

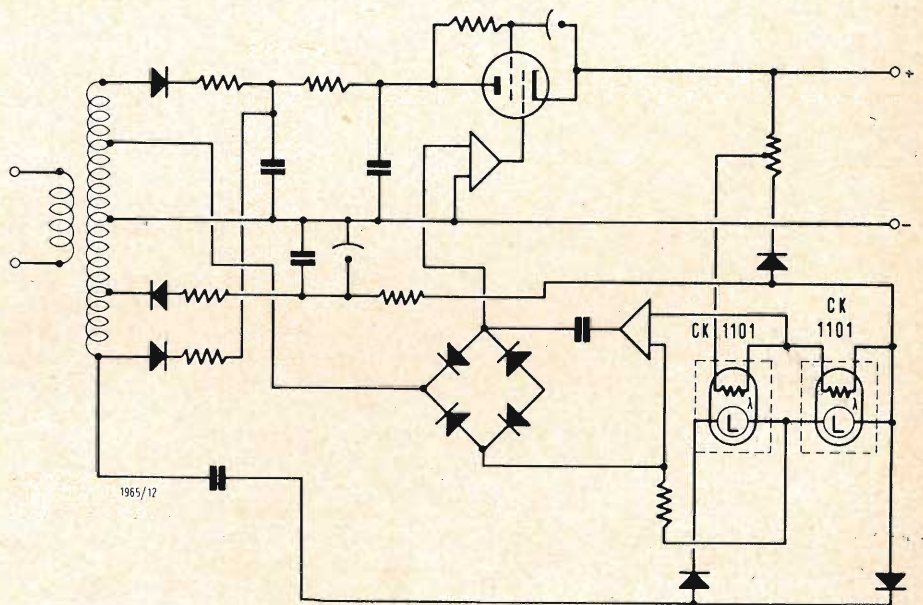
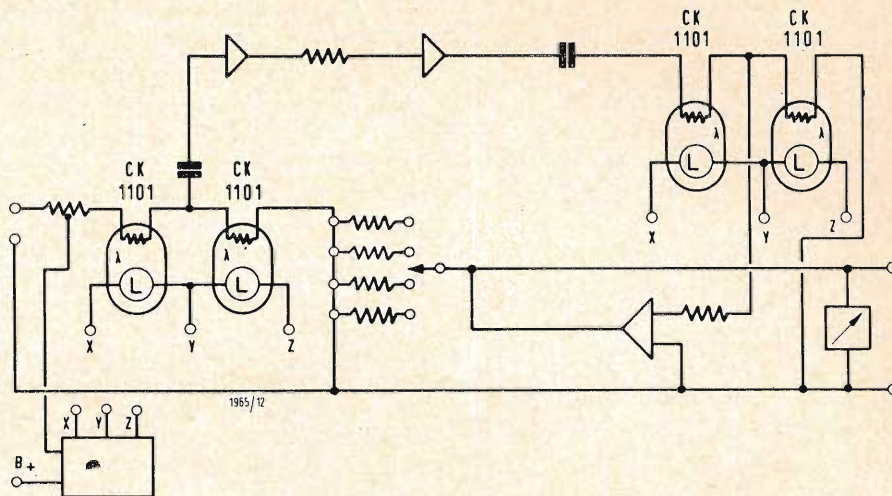



Fig. 11 - Alimentatore stabilizzato realizzato con un commutatore fotoelettrico al fine di ridurre le variazione della tensione continua stabilizzata a lungo termine.

Fig. 12 - Microvoltmetro realizzato con 4 Raysistor e che permette di misurare tensioni continue dell'ordine dei microvolt.

lampadine e degli avvolgimenti possano essere corretti; questi devono avere valori piccoli in confronto a R o R_1. Si deve selezionare R (vedi sempre figura 10) in modo che :

$$R = \frac{E}{I_{med}}$$

dove:
I_{med} = corrente media per lampadina (circa 3 mA);
$E = E_{picco} - E_{VDL}$;
E_{picco} = tensione di picco, positiva o negativa, della tensione alternata applicata;
E_{VDL} = caduta di tensione ai capi della lampadina quando questa è ionizzata (circa 70 V).
Si deve regolare R_1 in modo che:

$$R_1 = \frac{(B+) - E_{VDL}}{2 \cdot I_{med}} - \frac{R}{2}$$

dove:
$(B+)$ = tensione continua di alimentazione
Quando le caratteristiche di stabilità dello zero sono molto severe, si possono usare commutatori fotoelettrici, cioè Raysistor, sia come modulatori che come rivelatori. In questo caso si può facilmente mantenere una esatta corrispondenza di fase fra modulatore e rivelatore, e alimentando contemporaneamente i circuiti di controllo, si ha sicuramente un perfetto sincronismo, indipendentemente da ogni variazione della frequenza di pilotaggio. I vantaggi offerti dai Raysistor in confronto con gli altri tipi di commutatori, possono essere così riassunti:
— minor costo rispetto ai commutatori a transistori;
— eliminazione della necessità di manutenzione rispetto ai commutatori meccanici;
— impossibilità di chiusure di contatti difettose, sempre rispetto ai commutatori meccanici;
— insensibilità alle scosse e alle vibrazioni;
— lunga durata;
— non vi sono rimbalzi di contatti o vibrazioni.

Se le caratteristiche di stabilità richieste non sono molto severe, i diodi sono poco costosi e adatti come rivelatori, nel caso che il livello della tensione da rivelare sia alto.

Se necessitano caratteristiche di stabilità molto severe, la frequenza di interruzione del commutatore dovrebbe essere diversa dalla frequenza di rete ed, ovviamente, i commutatori fotoelettrici potrebbero essere usati sia come rivelatori che come modulatori.

La larghezza di banda dell'amplificatore in corrente alternata inserito fra il modulatore e il rivelatore, dovrebbe essere tale da non produrre spostamenti di fase sia per quanto riguarda il segnale a frequenza di commutazione, sia per quanto riguarda le armoniche del segnale stesso.

Un condensatore atto a regolare la fase del commutatore è necessario solo quando il rivelatore non è costituito da un commutatore fotoelettrico.

In figura 11 si riporta un circuito di alimentatore stabilizzato nel quale la differenza fra la tensione di riferimento e quella di uscita viene modulata da un Raysistor per poter essere amplificata da un amplificatore a corrente alternata.

Si osserva che i commutatori fotoelettrici quando vengono usati sia come modulatori che come rivelatori, permettono di realizzare amplificatori in continua così stabili da poter misurare anche frazioni di tensioni dell'ordine dei microvolt. In figura 12 si riporta lo schema di uno di questi microvoltmetri. *A*

Ricordiamo che i prodotti RAYTHEON sono distribuiti in Italia dalla RAYTHEON-ELSI S.P.A. con sede in Palermo e Uffici commerciali a Milano, Piazza Cavour 1.

Sul mercato americano è disponibile questo strumento atto a misure di ritardo di trasmissione in filtri, equalizzatori, circuiti sintonizzati, linee telefoniche e simili.
È costruito dalla Acton Labs e ulteriori informazioni possono essere ottenute dalla Ad. Auriema-Europe di Bruxelles. Lo strumento misura in tre gamme da 0 a 8 msec, da 0 a 2 msec e da 0 a 0,2 msec, con incertezza inferiori al ±5µsec. La frequenza portante è variabile continuamente tra 500 Hz e 40 kHz.

La Tempo Instrument annuncia la produzione di una serie di linee di ritardo magnetostrittive per uso in in circuiti di memorici o piccoli calcolatori numerici. Caratteristiche tipiche sono: ritardo 3500 msec, frequenza di ripetizione 2MHz, stabilità termica ± 0,08 msec tra 10 e 50 °C.

Una ricerca sull'analisi armonica delle onde elettriche cerebrali nello studio del comportamento

L'Istituto nazionale di psicologia — diretto dal Prof. Luigi Meschieri — del Consiglio Nazionale delle Ricerche, già da alcuni anni si dedica alla ricerca psicofisiologica, con contributi originali.
Recentemente tale indirizzo di ricerca ha trovato una collocazione ottimale nell'ambito della « Impresa di elettrofisiologia » del Comitato di consulenza di biologia e medicina del C.N.R.
L'« Impresa di elettrofisiologia », così come altre « Imprese », sorte grazie ad una iniziativa centrale del C.N.R., è fortemente organizzata e ramificata ed impegna fisiologi, psicologi, neurologi e farmacologi di numerosi Istituti scientifici italiani, mettendo a disposizione i mezzi e fornendo una effettiva piattaforma per scambi interdisciplinari.
L'impiego di tecniche elettrofisiologiche costituisce il terreno di incontro per studiosi di diversa formazione biologica, ugualmente interessati, sebbene da diversi punti di vista, alla conoscenza del comportamento dell'uomo.
L'Istituto nazionale di psicologia partecipa a questa « Impresa » con una ricerca, attualmente in corso di svolgimento, sulla « Analisi armonica delle onde elettriche cerebrali nello studio del comportamento ». Dell'« Impresa » fanno parte come responsabile il Prof. Rodolfo Nencini, come corresponsabile il Prof. Raffaelo Misiti e come Assistente la Sig.ra Maria Violetta Belcecchi.
Il suddetto tema generale di ricerca si sviluppa attraverso la verifica successiva delle seguenti ipotesi di lavoro:
a) Se le caratteristiche individuali dei ritmi cerebrali, per quanto riguarda frequenza ed ampiezza, sono correlate con tratti permanenti della personalità e possono costituire la base di un Profilo bioelettrico;
b) Se le modificazioni dello stato di « vigilanza » individuale (ottenute mediante varie tecniche di attivazione) si accompagnano a variazioni significative dello spettro di frequenza e di ampiezza dei ritmi corticali fino a costituire le basi per una classificazione tipologica.
c) Se i rapporti tra componenti organiche e componenti dinamiche del comportamento sono determinanti nella scelta dei « meccanismi di difesa » di fronte a stimolazioni stressanti di vario tipo (originate dalla emozione, dalla fatica, ecc.).
La tecnica di registrazione dei potenziali bioelettrici è quella correntemente usata: elettrodi e trasduttori sono applicati al soggetto e collegati al poligrafo mediante specifici preamplificatori.
Per quanto concerne invece la misurazione e l'elaborazione del materiale raccolto, l'I.N.P. si è staccato dai tradizionali metodi di indagine affrontando numerosi e complessi problemi tecnici.
Se si considera infatti che gli studi psicologici chiedono una estesa documentazione sperimentale (molti esperimenti in diversi individui o ripetuti esperimenti nello stesso individuo), risulta evidente la necessità di registrazioni contenute per una durata non inferiore ai 30'-40'.
In tali condizioni la somma di informazioni presente in un tracciato grafico può raggiungere un milione di cifre; con i limitati mezzi a disposizione dell'essere umano, l'operatore può, al massimo (e con dubbia precisione), utilizzare un decimillesimo delle informazioni disponibili.
L'I.N.P. dispone attualmente di un complesso di apparecchiature che provvedono non solo alla raccolta dei potenziali bioelettrici, ma anche alla loro misura analogica e alla loro conversione in dati digitali pronti per l'elaborazione statistico-matematica. Tale complesso è costituito dai seguenti apparecchi convenzionali o fatti costruire appositamente da ditte italiane e straniere.

1) *Apparecchi per registrazione poligrafica di potenziali bio-elettrici*, Galileo, Italia.
Questi sono costituiti da:
— un elettroencefalografo a 9 penne scriventi, di cui una marcatempo-marcastimoli;
— un elettrocardiografo portatile a 2 penne scriventi.
Ambedue gli apparecchi sono predisposti per il collegamento con l'apparato di registrazione su nastro magnetico. Sostituendo i preamplificatori si possono registrare i più diversi fenomeni: ritmi cerebrali, potenziali d'azione muscolari, battito cardiaco, ritmo respiratorio, polso arterioso, flusso capillare, temperatura cutanea, riflesso psico-galvanico, riflessi osteo-tendinei, etc.

2) *Apparato per la registrazione su nastro magnetico di potenziali bioelettrici*, Mnemotron, U.S.A. - Galileo, Italia.
L'apparato originale Mnemotron, adattato dalla Ditta Galileo per il collegamento con gli apparecchi di registrazione poligrafica, è costituito da un registratore professionale e dal modulatore-demodulatore di frequenza.
L'apparato permette di registrare, senza alcuna distorsione, i potenziali bioelettrici, compresi tra la corrente continua e i 400 Hz, in registrazione a modulazione di frequenza e tra i 30 e i 20.000 Hz in registrazione diretta. La registrazione su nastro magnetico permette di riprodurre il tracciato originale per un numero indefinito di volte e di effettuare le più diverse misure (ad es. ampiezza, frequenza,

variabilità) con vari ritmi di campionamento e nelle più diverse condizioni di amplificazione del segnale o di velocità di trascinamento del nastro.

3) *Oscilloscopio a doppia traccia, tipo* 502 TEKTRONIX, U.S.A.
Dato che i fenomeni bioelettrici vengono registrati su nastro magnetico invece che su carta, essi vengono osservati mediante l'oscilloscopio: è possibile così controllare, momento per momento, l'efficienza degli apparati di registrazione, di amplificazione, dei relativi collegamenti ed evidenziare la comparsa di eventuali artefatti, causati, ad esempio, da movimenti del soggetto, non richiesti dalla situazione sperimentale.

4) *Analizzatore d'onda a bassa frequenza per elettroencefalografia*, FARADAY, Gran Bretagna.
L'apparecchio è progettato per effettuare, in maniera continua e simultanea, l'analisi di frequenza di registrazioni elettroencefalografiche. Esso calcola in maniera analogica le integrali nella analisi armonica di Fourier applicate a frequenze infrasoniche, presentandole sotto forma di istogramma, mediante una apposita penna scrivente: ogni picco registrato nello spettro di frequenza rappresenta approssimativamente la media dei picchi delle armoniche, comprese nella banda di frequenza del circuito risonante.
L'apparecchio è costituito da 20 amplificatori a risonanza con filtri passa-banda per 20 frequenze centrali comprese nella gamma 2-33 Hz. Accoppiati agli amplificatori, si trovano 20 circuiti di integrazione che forniscono, per ognuna delle frequenze, l'integrale per un periodo di 10 secondi; alla fine di questo periodo il risultato analogico viene registrato dalla apposita penna, successivamente per ogni frequenza.

Una nuova linea di attenuazione di precisione variabile, è stata recentemente costruita dalla LEA (LAB. ELECTRO-ACUSTIQUE). Realizzata in due modelli, l'LHD1 (tarato in decibel) e l'LHN1 (tarato in neper), la linea di attenuazione è utilizzabile fino a 20 MHz con impedenza disimmetrica di 75Ω.

5) *Integratore analogico*, TRANSIMATIC, Italia.
L'apparecchio è stato appositamente costruito per effettuare in maniera continuativa ma con periodi di campionamento variabili (da un minimo di 0,3 sec ad un massimo di 10 sec) la misura dell'ampiezza media di onde elettromiografiche, elettroencefalografiche o di eventuali altre variabili psicofisiologiche.
Il dato ottenuto all'uscita è l'integrale della tensione applicata all'ingresso.

6) *Convertitore analogico-digitale*, TRANSIMATIC, Italia.
L'apparecchio, completamente transistorizzato, è stato appositamente costruito per convertire in codice binario i dati analogici forniti dall'analizzatore di frequenza, dall'integratore o immessi direttamente nel convertitore (ad es., onde di bassa frequenza come quella del respiro o del riflesso psico-galvanico).

7) *Programmatore-Decodificatore*, TRANSIMATIC, Italia.
I valori binari forniti dal convertitore vengono trasformati in dati digitali e possono essere stampati da una macchina scrivente elettrica I.B.M. oppure inviati ad un perforatore di nastro.

8) *Macchina scrivente elettrica, tipo standard*, I.B.M., Italia.
In base alle caratteristiche del Convertitore Analogico-Digitale la macchina può battere qualsiasi numero di due cifre compreso tra 00 e 99: è tuttavia inserito un dispositivo che permette alla macchina di battere numeri di tre cifre (fino a 155) quando il segnale da misurare è, relativamente alla scala di valutazione impiegata, superiore a 99.
Tale sequenza (spazio, cifra, cifra oppure tre cifre) può essere battuta ad uno qualsiasi dei seguenti ritmi (stabiliti dal Convertitore Analogico-Digitale): 10 sec, 3 sec, 1 sec, 0,3 sec, oppure mediante un trigger esterno, a ritmi di battute variabili in modo continuo fino ad un massimo di una sequenza di 3 battute ogni 0,3 sec.

9) *Perforatore di nastro TP*, TRANSIMATIC, Italia.
Consente, operando sulla tastiera dell'Elaboratore ED114 (v.), di riportare su nastri, in codice binario, una serie di dati, di due cifre ciascuno. I dati riportati sui nastri perforati vengono elaborati, tramite i due Fotolettori (v.), dall'Elaboratore ED114. Il Perforatore opera allo stesso ritmo della Macchina scrivente: disinserendo quest'ultima esso può operare al ritmo massimo di una sequenza di tre battute (spazio, cifra, cifra) ogni 0,1 sec.

10) *Fotolettori di nastro PR*126, TRANSIMATIC, Italia.
I due Fotolettori sono dotati di 8 fotocellule che consentono di effettuare la lettura dei dati riportati sui nastri perforati e di inserire tali dati nell'Elaboratore ED114. I due fotolettori possono essere impiegati singolarmente o simultaneamente; nel primo caso, dai dati riportati sul nastro perforato, l'Elaboratore calcolerà: N, Σx, Σx^2. Per mezzo di tali valori si potrà calcolare la media, lo scarto quadratico medio. Quando si voglia calcolare il coefficiente di correlazione di Bravais-Pearson, i due nastri contenenti le due serie di dati da correlare saranno introdotti contemporaneamente nei due fotolettori; l'avanzamento di questi è comandato da un circuito di logica a coincidenza per mezzo del quale verranno sempre forniti all'Elaboratore valori riguardanti coppie corrispondenti di dati. In questo modo si potrà calcolare: N, Σx, Σx^2, Σy, Σy^2, Σxy. Ad es. con cento nastri perforati (corrispondenti a cento variabili) è possibile effettuare i calcoli preliminari di 4950 coefficienti di correlazione tra le 100 variabili in circa 200 ore, compresi i tempi di introduzione dei nastri: l'elaborazione di una coppia di nastri si realizza infatti in circa 150''.

11) *Elaboratore di dati statistici* $ED114$, TRANSIMATIC, Italia.
L'apparecchio elabora una o due serie di dati esprimibili con due cifre intere, comprese tra 00 e 99, a virgola fissa. L'apparecchio è interamente a transistors (circa 400) montati su una cinquantina di schede a circuito stampato. Non esistono parti meccaniche in movimento ed il tempo necessario per eseguire tutta la serie di calcoli riguardanti una coppia di termini non è apprezzabile da parte dell'operatore.
Lo scopo principale per il quale l'Elaboratore è stato realizzato è di poter eseguire, con la semplice impostazione dei dati, i calcoli necessari per il coefficiente di correlazione di Bravais-Pearson, vale a dire:

a) Sommatoria di N termini ($\Sigma\ x$);

b) Sommatoria dei quadrati di N termini ($\Sigma\ x^2$);

c) Conteggio dei termini impostati (N);

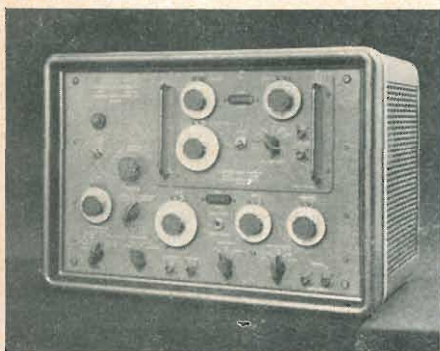
d) Sommatoria di una seconda serie di N termini ($\Sigma\ y$);

e) Sommatoria dei quadrati di N termini di una seconda serie ($\Sigma\ y^2$);

f) Sommatoria dei prodotti di N coppie di termini ($\Sigma\ xy$).

Tali operazioni vengono eseguite contemporaneamente dopo aver impostato i due dati x ed y delle due serie; le cifre, non appena impostate, sono visibili sui corrispondenti indicatori ottici; una volta premuto il tasto di consenso, si renderà visibile il numero dei termini già elaborati. La elaborazione dei dati così effettuata permette di calcolare rapidamente le formule di uso più frequente in campo di statistica applicata alla psicologia.
Tale apparecchiatura, nel suo complesso, è stata già impiegata per una indagine base sui valori medi di frequenza e di ampiezza dei ritmi EEgrafici, in condizioni standard di rilasciamento e di attivazione, su un gruppo omogeneo di 99 soggetti maschi, di età media 19 anni.

Tutti i soggetti, in epoca antecedente all'esperimento, sono stati sottoposti ad una batteria psicodiagnostica, in cui figuravano reattivi di livello e di personalità.
La registrazione dei ritmi cerebrali (derivazioni temporale S e parietale S) della durata complessiva di 37' e 4'' si svolgeva in sei distinte fasi: Riposo occhi chiusi; Apertura-chiusura occhi; Stimolazione luminosa intermittente a 24 frequenze da 1,5 a 30 Hz; Effetto di sorpresa; Presentazione di 25 immagini, di cui 10 «piacevoli», 10 « spiacevoli » e 5 « neutre ». Iperpnea.

Le operazioni di analisi e di misura dei tracciati registrati, ancora in corso, considerano, per ogni soggetto e per ogni fase di registrazione, il calcolo della media e di un indice di variabilità delle 20 frequenze componenti il ritmo EEgrafico e delle misure di ampiezza degli stessi ritmi. (*i.s.*)

Il generatore MARCONI INSTR. TF1400 è destinato ad uso per controllo di radar, trasmettitori per TV, circuiti vari di misura oppure verificare la risposta di oscilloscopi amplificatori o filtri elettronici. Il generatore illustrato è in grado di fornire impulsi singoli o doppi, con ritardo regolabile entro ampi limiti.

Alla centrale termonucleare di Trawsfynydd, nel Galles, sta per essere installato uno dei più grandi sistemi di televisione a circuito chiuso europei. Ben 58 telecamere comandate a distanza saranno impiegate per le operazioni di controllo e verifica del funzionamento della pila atomica. Il complesso è stato costruito dal gruppo PYE LTD di Cambridge (Inghilterra).

dott. ing. Giuseppe Checchinato

Uno stabilizzatore per corrente continua da 5V - 12A a 66V - 5,4A*

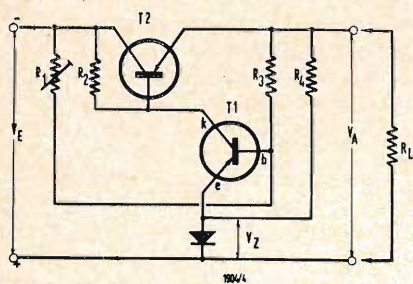



Fig. 1 - Schema di principio del circuito di regolazione.

Fig. 2 - Correnti massime estraibili dall'apparecchio in funzione della tensione e della temperatura ambiente.

(*) La descrizione si riferisce ad un alimentatore della serie *constanter*, realizzato dalla GOSSEN di Erlangen, di cui è rappresentante generale per l'Italia la Ditta ROYE di Milano, ed è stata parzialmente rielaborata da: DANKLEFSEN, H. e JENETTE H., Ein Gleichspannungsstabilisator mit Transistoren, *Electronick*, settembre 1962, pag. 273

I SEMICONDUTTORI al silicio ed al germanio, sotto forma di diodi zener, i raddrizzatori di potenza ed i transistori hanno dato un nuovo impulso allo sviluppo degli alimentatori stabilizzati in corrente continua. Date le basse tensioni di scarica e di ginocchio di questi semiconduttori, si possono ottenere con tali alimentatori correnti in uscita fino a 30 A e resistenze interne fino ad alcuni mΩ. L'indipendenza della tensione in uscita da quella di alimentazione può essere resa molto grande.

L'influenza della temperatura ambiente sulla tensione in uscita e la lunghezza della costante di tempo dipendono sostanzialmente dal diodo zener impiegato come riferimento di tensione.

Con una spesa minima è possibile regolare la tensione in uscita, con carico fisso, entro ± 0,1°/oo per parecchie ore, se la temperatura ambiente non subisce forti oscillazioni.

Il circuito di regolazione inserito negli stabilizzatori, non solo compensa le variazioni del carico e della tensione di alimentazione, ma ha anche un effetto compensante sull'ondulazione della tensione in uscita dal raddrizzatore principale. Si può quindi rinunciare ad inserire un filtro nel raddrizzatore principale. Se il circuito è ben montato rimane in uscita, anche a pieno carico, una tensione alternata residua non superiore a pochi millivolt. La grande velocità di regolazione del circuito permette di compensare una variazione del carico dal valore zero al massimo entro 0,1-0,2 msec. In genere l'impulso di regolazione che ne consegue non provoca alcun disturbo nella maggior parte delle applicazioni pratiche.

A causa del brevissimo tempo di regolazione e delle grosse capacità inserite nel circuito, gli eventuali brevi impulsi che si possono avere nella rete di alimentazione non vengono trasmessi all'uscita.

Per merito delle loro ottime prestazioni questi apparecchi si sono introdotti, entro i loro limiti di potenza, in tutti quei casi nei quali era necessario usare degli accumulatori per avere una tensione di alimentazione sufficientemente costante, una bassa ondulazione ed una bassa resistenza interna. Ricordiamo inoltre che questi apparecchi hanno anche il vantaggio di permettere una ampia regolazione della tensione in uscita senza provocare una sensibile variazione della resistenza interna.

La massima tensione sopportabile dai transistori al germanio, i più impiegati a causa della bassa tensione del ginocchio e del prezzo ragionevole, è sui 120 V, perciò la tensione in uscita di tale tipo di apparecchi non supera i 100 V.

La fig. 1 mostra un semplice schema di stabilizzatore con transistore in serie. Questo circuito è molto simile al ben noto stabilizzatore a valvole. V_E è la tensione di alimentazione in entrata, V_A la tensione in uscita. Il transistore T_1 confronta il livello della tensione in uscita, attraverso R_3, con la tensione di riferimento V_2. Per diminuire l'effetto delle variazioni di temperatura sul diodo zener si pongono in serie ad esso diversi diodi al silicio. Tale combinazione si trova sul mercato sotto la denominazione «elemento di riferimento».

Se la tensione in uscita V_A è maggiore della tensione di riferimento V_Z, passa una corrente di comando attraverso la base B e ciò provoca una maggiore corrente attraverso il collettore K. La maggiore caduta di tensione ai capi di R_2 fa diminuire la corrente di comando del transistore T_2, ciò significa un aumento della resistenza di passaggio del tratto collettore-emettitore; in conseguenza si ha una diminuzione della tensione in uscita, fino a che questa diventa praticamente uguale alla tensione di riferimento. Il transistore T_1 funziona quindi in questo circuito come «misuratore dello scostamento», il transistore T_2 invece rappresenta «l'elemento di controllo». Questo tipo di regolazione si chiama regolazione all'indietro.

Per migliorare ulteriormente le possibilità di regolazione di quesro circuito si introduce una regolazione in avanti mediante la resistenza variabile R_1, che permette di portare sulla base di T_1 le variazioni della tensione di alimentazione in modo migliore di quanto non possa fare la resistenza R_3. Se la resistenza R_1 viene regolata al valore ottimo si può ottenere, a carico costante, un notevole grado di stabilizzazione.

Poichè però la base del transistore T_1 riceve anche l'ondulazione del raddrizzatore principale, attraverso R_1, ci si deve aspettare una maggiore ondulazione della tensione in uscita V_A.
Il transistore T_2 deve compensare tutte le variazioni di tensione provocate dalla variazione della tensione di alimentazione e del carico, per mezzo di variazioni della sua resistenza di passaggio. Poichè le correnti interessate sono elevate si devono impiegare transistori di potenza in modo da potere sopportare le notevoli perdite termiche. Spesso si usano parecchi transistori collegati in serie.
Nell'apparecchio descritto si è adottato il principio di regolazione illustrato nella fig. 1. Poichè però si desiderava ottenere una ampia regolazione della tensione in uscita (5-66 V), il carico poteva essere molto variabile e l'ondulazione residua doveva essere molto bassa, si è dovuto rinunciare alla regolazione in avanti. Inoltre con un'altra modifica è stato possibile mantenere invariata la tensione di riferimento (4,5, V) indipendentemente dalla tensione desiderata in uscita.
Il problema dell'eliminazione del calore prodotto dai transistori di potenza è molto importante. Il cristallo di germanio del transistore viene di solito posto in diretto contatto della piastra di fondo della custodia dell'apparecchio. Fino ad una potenza dissipata di 15 W circa si può provvedere bene al raffreddamento mediante la semplice convezione. Nell'apparecchio descritto si impiega una semplice ma intensa ventilazione artificiale. Nella parte posteriore dell'apparecch'o si trova infatti una particolare unità di raffreddamento equipaggiata con un ventilatore. L'aria viene aspirata centralmente e soffiata lateralmente contro i transistori di potenza. Un relè termico stacca il carico nel caso in cui il motore del ventilatore dovesse fermarsi o nel caso in cui la ventilazione venisse impedita dall'esterno.
Un problema particolare è quello di proteggere il circuito di regolazione contro i cortocircuiti esterni, sopratutto nel caso di tensioni elevate. I fusibili rapidi sono troppo lenti per questa applicazione. Il contenuto di watt secondi dell'impulso di apertura deve essere molto limitato, perchè nel sovraccarico dei transistori a cristallo si ha una forte concentrazione della corrente (pinch-ineffekt) che porta ad un rapido sovrariscaldamento locale e alla distruzione del transistore. Una velocità di apertura sufficiente per questa applicazione si può ottenere solo per via elettronica.
Il circuito completo dell'apparecchio è rappresentato nella fig. 3. Il transistore T_1 confronta la parte della tensione in uscita ai capi di R_7 con una parte della tensione stabilizzata cun il diodo zener *ZD*. La tensione in uscita viene fissata mediante il potenziometro R_4 a 10 posizioni. I transistori T_2, T_3, e T_4 rappresentano l'amplificatore di regolazione, i sei transistori in parallelo da T_5 a T_{10} rappresentano invece l'elemento di controllo. La tensione di alimentazione fornita dal raddrizzatore principale deve stare in un certo rapporto con la tensione in uscita scelta. Per questa ragione il trasformatore di regolazione T_2 viene comandato contemporaneamente al potenziometro R_4. I transistori T_{11} e T_{12} lavorano come interuttori, essi vengono bloccati, in caso di cortocircuito o di sovraccarico dei transistori T_{13} e T_{14}. In condizioni normali T_{13} non conduce e T_{14} conduce. Il punto *A* si trova vicino al potenziale positivo, *B* è invece negativo; i transistori T_{11} e T_{12} sono comandati, la resistenza di passaggio è molto piccola, l'« interruttore » è chiuso.
La caduta di tensione in R_5 dipende dall'intensità della corrente in uscita.
Il potenziometro R_6 è accoppiato con il potenziometro per la scelta della tensione R_4; con ciò si ottiene che il livello di sblocco del circuito basculante vari automaticamente con il livello della tensione in uscita. La corrente massima estraibile dall'apparecchio diminuisce all'aumentare della tensione in uscita.
Il punto *C*, all'aumentare della corrente in uscita, diventa più negativo rispetto a *P*. Nel transistore T_{13} passa quindi una corrente di comando. Quando la tensione sul punto *C* raggiunge il livello di sblocco il transistore T_{13} diventa conduttore e conseguentemente si sblocca il transistore T_{15}. Con ciò *A* diventa negativo e *B* positivo. La corrente di base dei transistori T_{11} e T_{12} si riduce a zero, quindi la resistenza emettitore-collettore diventa molto alta e l'« interruttore » risulta aperto.
La tensione che così si viene a formare ai capi di questi transistori provoca la conduzione del transistore T_{17}. La corrente di collettore di questo transistore fa annullare la corrente di comando del transistore T_2 e quindi blocca i transistori da T_3 a T_{10}, ciò significa che la resistenza di passaggio dell'elemento di controllo diventa molto alta. Se i morsetti di uscita sono in cortocircuito la tensione fornita dal raddrizzatore principale si suddivide fra la resistenza di passaggio dell'elemento di controllo (T_5-T_{10}) e dell'interruttore (T_{11}, T_{12}). Con ciò si trova ai capi dei due gruppi di transistori una tensione che è inferiore, con un sufficiente grado di sicurezza, alla tensione massima di collettore ammessa per i due tipi di transistori. La resistenza interna dello strumento I viene compensata dal circuito.
La resistenza interna del circuito di regolazione, misurata ai morsetti di uscita, dipende quasi esclusivamente dalla tensione in uscita scelta.
Dall'esterno si può tararla per un minimo di $\pm$ 3 mΩ.
Se l'elemento di controllo viene surriscaldato entra in funzione il relè termico B_1 che provoca l'apertura della « interruttore » a transistori. Il ritorno in posizione normale può avvenire azionando l'interruttore generale, ammesso però che la temperatura all'interno di B_1 sia scesa al di sotto del suo livello di scatto ($\sim$ 63 °C).
L'apparecchio è previsto per una alimentazione monofase a 220 V $\pm$ 10%.
Le variazioni della tensione di alimentazione devono essere compensate dall'elemento di controllo da T_5 a T_{10}.
Poichè i valori assoluti delle variazioni della tensione di alimentazione sull'elemento di controllo aumentano all'aumentare della tensione in uscita, ne consegue che la corrente derivabile in uscita dipende dalla tensione in uscita.
La fig. 2 mostra il diagramma di carico dell'apparecchio; esso è disegnato in modo che con le correnti indicate e con una tensione di alimentazione costante si ottiene sempre la stessa potenza dissipata nell'elemento di controllo. Se la temperatura ambiente supera i 30 °C è necessario diminuire la corrente in uscita.
Per ottenere delle tensioni superiori a 66 V è possibile collegare due apparecchi in serie. In questo caso si deve collegare fra i morsetti di uscita di ciascun apparecchio un diodo di potenza nella direzione di blocco. Con ciò si impedisce che nel caso in cui scatti uno degli apparecchi, la tensione dell'altro apparecchio alimenti con polarità invertita l'unità scattata.
Non si raccomanda invece il collegamento in parallelo di due o più apparecchi. Poichè le resistenze in uscita sono molto basse, anche le più piccole differenze di tensione possono provocare degli inconvenienti nella regolazione.
L'apparecchio non è adatto come carica-batterie. Se però qualche volta si volesse caricare una batteria si dovrebbe collegare in serie alla batteria una resistenza che, con la corrente ammessa di carica, provochi per lo meno una caduta pari al 20% della tensione della batteria. Per evitare che l'apparecchio possa essere alimentato dalla batteria, in caso di interruzione della rete, si deve prevedere un diodo di potenza inserito in uno dei conduttori di carica.
L'apparecchio è molto insensibile sia agli impulsi di commutazione di carichi induttivi sia all'alimentazione di circuiti a flip-flop. Una qualche influenza possono avere solo gli impulsi ad alta tensione o ad alto contenuto di energia. In ogni caso è però sempre possibile con dei filtri opportuni garantire una buona regolazione.
L'apparecchio può essere usato come strumento da tavolo o come pannello inseribile da 19 pollici. I due telaietti portanti laterali tengono sollevato l'apparecchio in modo da permettere una libera circolazione dell'aria.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione in uscita: 5-66 V variabile in dieci scatti; Corrente in uscita: vedi fig. 2; Impedenza in uscita: con carico in corrente continua: $\sim$ $\pm$ 3 mΩ re-

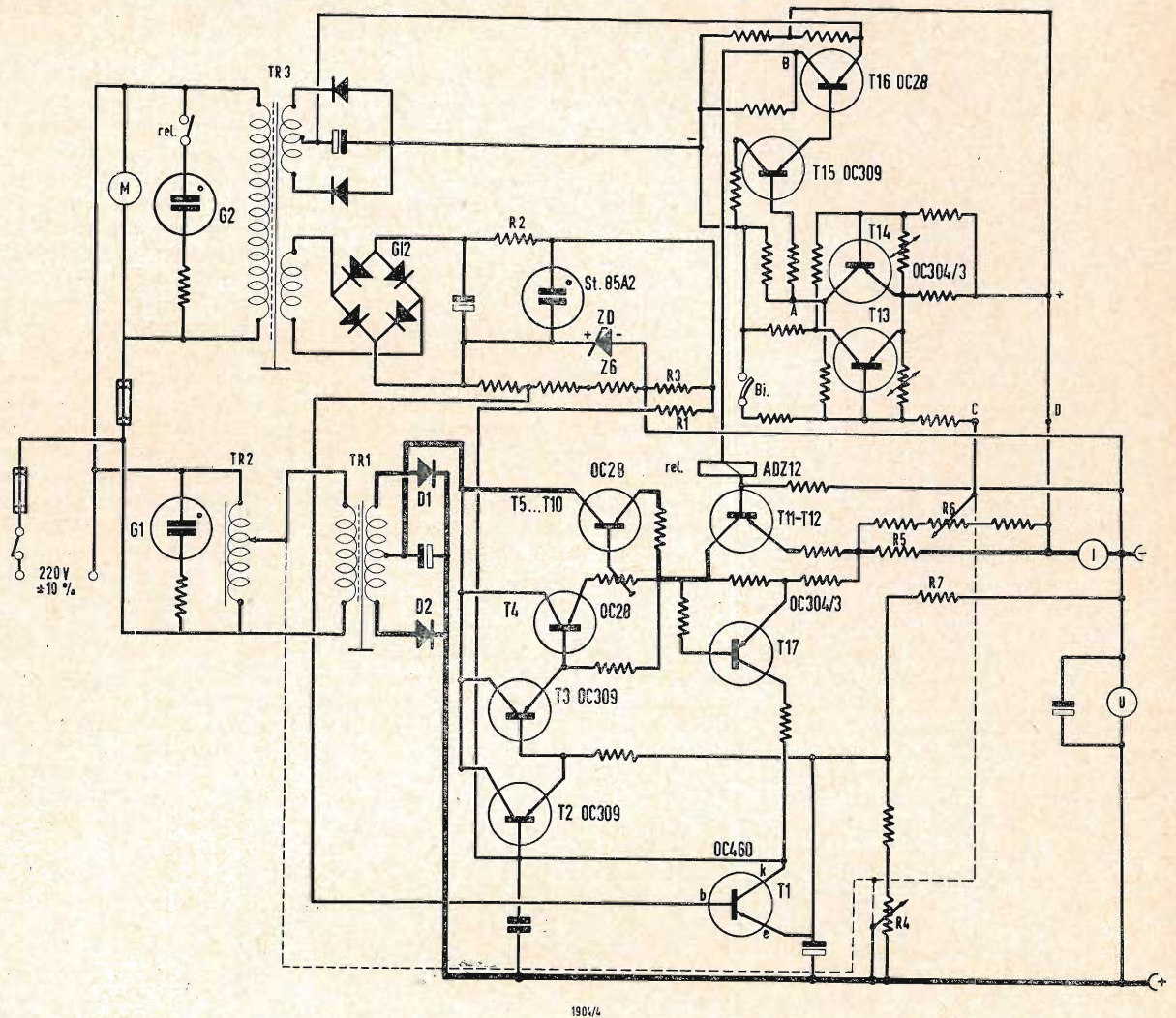



Fig. 3 - Schema completo dell'alimentatore stabilizzato.

golabile; con carico in c.a. fino a 10 kHz: ~ 200 mΩ; con carico in c.a. fino a 100 kHz: ~ 300 mΩ. Tempo di passaggio per variazione del carico da vuoto a pieno carico: ~ 0,2 msec. Rapporto di regolazione (stabilizzazione): 300 : 1 — 1000 : 1. Coefficiente di temperatura della tensione in uscita: 0,6% per °C. Protezione del circuito contro cortocircuiti: elettronica; contro sovratemperatura: relè a bimetallo. Alimentazione: 220 V ± 10%, 40-60 Hz; Morsetti di uscita: isolati rispetto a massa. Dimensioni: larghezza 483 mm altezza 266 mm (senta telaio) profondità 375 mm.

Satellite destinato a osservare la superficie del sole avrà un congegno britannico

È stato annunciato a Londra il 19 aprile che scienziati britannici forniranno un congegno elettronico per un satellite spaziale americano che verrà lanciato nel 1965 per osservare la superficie del sole.
Il congegno è lo spettrometro a larga banda, sviluppato presso il Collegio Universitario di Londra e presso l'Università dei Leicester nei Midlands.
Si tratta di uno sviluppo dell'equipaggiamento usato nel satellite anglo-americano Ariel 1 per determinare l'ammontare di radiazione X nell'atmosfera esterna terrestre ed esso sarà in grado di misurare la radiazione con una maggiore frequenza che in passato. Il veicolo spaziale verrà lanciato da un razzo Thor Delta a tre stadi.
(u.b.)

Scienziati internazionali in Australia per il Convegno della Radio e dell'Ingegneria Elettronica.

L'Institute of Radio Engineers of Australia ha ospitato diverse centinaia di ingegneri e scienziati, che lavorano in molti campi dell'elettronica, durante l'VIII Convegno della Radio e dell'Ingegneria Elettronica che si è tenuto a Melbourne, Victoria, dal 20 al 24 maggio, e a cui hanno partecipato anche visitatori e delegati provenienti da ogni parte del mondo.
Quattro saloni da conferenze dell'Istituto Reale di Tecnologia erano usati simultaneamente per la presentazione di oltre cento relazioni tecniche, che furono lette da illustri ingegneri e scienziati. In una zona adiacente all'Istituto i più importanti fabbricanti o distributori esposero prodotti e attrezzature ideate e create per far fronte alle moderne esigenze e al crescente uso dei dispositivi elettronici.
Fra le autorità straniere, che tennero conferenze, ci fu J. Roizon dell'Ampex International, che trattò del nastro di registrazione video per televisione a colori; un altro illustre partecipante fu il Dr. Kleinschmidt, che ha sviluppato la telescrivente che porta il suo stesso nome.
Molti dipartimenti governativi e università australiane fornirono materiale informativo, e molto di questo materiale fu presentato da ingegneri e scienziati, al servizio di organizzazioni private.
Fu tenuto, inoltre, un simposio in cui si svolsero libere dissertazioni su alcuni soggetti quali l'uso dei preparati chimici nell'industria elettronica, il ruolo della televisione nell'istruzione, raccolta ed elaborazione di dati, e l'elettronica medica.
(p.r.)

Accelerata la trasmissione di facsimili

La International Telephone and Telegraph Company (IT&T) ha messo a punto un nuovo sistema per trasmettere telegraficamente facsimili da un punto all'altro e per accelerare la trasmissione di informazioni via satelliti, a mezzo di ln raggio di luce.
Nel darne l'annuncio il dott. Robert T. Watson, presidente dei Laboratori IT&T diFort Wayne, ha dichiarato che il sistema utilizza un diodo di arsenurio di gallio delle dimensioni di una comune gomma da cancellare. Quando viene fatta passare attraverso il diodo una corrente elettrica questo emette un raggio infrarosso o calorico invisibile capace di trasmettere una fotografia o un'immagine in facsimile.
Un'atra utilizzazione di questo sistema sarà quella della trasmissione istantanea di notevoli quantità di informazioni a mezzo di satelliti. Queste trasmissioni permetterebbero di dotare i satelliti di sorgenti di energia sempre più piccole e più efficienti, in quanto esse dovrebbero operare per un periodo di tempo più breve.
I nuovi prodotti di arsenurio di gallio consentono di trasmettere con la massima velocità ingenti quantitativi di informazioni in facsimile, come libri completi, giornali, disegni, progetti e carte meteorologiche. *(u.s.)*

Un oscilloscopio particolarmente economico e portatile è stato recentemente distribuito in Inghilterra dalla Telequipment Ltd. di Londra. Si tratta del modello S51, con sincronizzazione automatica, banda passante fino a 3 MHz, sensibilità massima 100 mV/cm, base dei tempi tra 1 μsec/cm. e 10 μsec/cm.
Ulteriori notizie potranno essere richieste alla Ditta Ing. S. Barletta, Milano, distributrice per l'Italia degli strumenti della Telequipment Ltd.

Prevista la realizzazione della TV per i ciechi

Si prevede che, un giorno, la televisione permetterà ai ciechi, scavalcando l'occhio ed inviando segnali elettronici direttamente al cervello, di « vedere » i programmi. Lo ha affermato il dr. Allen B. DuMont, dei laboratori tecnici della Fairchild Camera & Instrument Corporation di Clifton (New Jersey), in un discorso tenuto in occasione dello svolgimento a Montreux del III Simposio Internazionale Televisione.
« Vi sono — ha detto tra l'altro lo scienziato americano — eminenti studiosi di elettronica fermamente convinti che potremo in seguito portare le onde elettriche direttamente al cervello umano e convogliarle con una precisione tale da permettere ad un cieco, in combinazione con i nervi umani, di godersi effettivamente le immagini televisive. In altri termini, sorpasseremo elettronicamente l'occhio umano e potremo, ciò nonostante, ottenere gli stessi stimoli nelle parti qualificate del sistema nervoso ».
Il dr. DuMont prevede anche la miniaturizzazione dei ricevitori televisivi mediante l'impiego di microcircuiti e di dispositivi perfezionati per la resa delle immagini. egli ritiene che i televisori saranno ridotti a dimensioni tali da poter trovar posto agevolmente nella borsetta di una signora o nel taschino della giacca, più o meno come gli odierni apparecchi radio a transistor.
« In casa », ha proseguito il dr. DuMont, « l'immagine verrà probabilmente osservata su un sottile pannello elettro-luminescente nel formato che si desidera ». Secondo lo scienziato americano, nei punti più importanti dell'abitazione verranno fissati schermi televisivi muniti di manopole per la regolazione e comandi da un ricevitore centrale.
In regioni dove si parla più di una lingua, il dr. DuMont prevede che la trasmissione dei programmi potrà essere fatta in più lingue contemporaneamente, usando per l'audio canali multisonici a modulazione di frequenza. *(u.s.)*

dott. ing. Antonio Nicolich

Progettazione dei filtri a cristallo per sistemi multicanale

Si descrive la tecnica della progettazione dei filtri a cristallo, che, in virtù della semplicità circuitale, si è trovato essere particolarmente utile per l'applicazione dei sistemi multicanale. Si è elaborato un grafico di progetto universale, grafico che fornisce le caratteristiche del filtro di qualunque unità di quarzo e terminazione. La tecnica viene illustrata con alcuni esempi pratici. Si descrive lo studio di un complesso di filtri multipli e vengono dati alcuni risultati, che dimostrano il miglioramento generale delle caratteristiche.

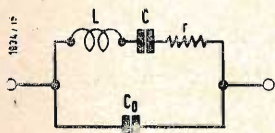



Fig. 1 - Circuito equivalente semplificato del risonatore quarzo.

QUANDO SI considera lo studio di filtro a cristallo per una particolare apparecchiatura multicanale, sono di primaria importanza la semplicità e l'economicità del circuito unitamente all'eguaglianza delle caratteristiche da un canale all'altro. Questo lavoro è stato fatto con lo scopo di ottenere un leggero miglioramento generale di sensibilità e di larghezza di banda senza ricorrere ad uno speciale processo di allineamento o all'uso di regolatori di predisposizione di alcun genere. La necessità di regolare ciascun filtro separatamente in un sistema comprendente molte centinaia di canali, non solo aumenterebbe il costo iniziale dell'apparecchiatura inutilmente, ma costituirebbe un notevole ratoppo nel successivo esercizio. Quantunque la tecnica qui descritta sia stata sviluppata con tale criterio, è pacifico che il procedimento mantenuto nel progetto può trovare più vasta applicazione laddove si considerano sistemi monocanale specialmente in unione ai transistor. L'informazione fondamentale di progetto per un singolo filtro a cristallo è stata dedotta dal circuito equivalente ed è stata espressa in forma universale con un unico grafico. Mentre questo principio è valido per cristalli di qualunque importanza a qualsiasi frequenza, si dimostrerà che il Q minimo teorico del circuito di 250 si ottiene con maggior approssimazione quando si impiegano cristalli a taglio X e quando questi cristalli sono della più bassa impedenza possibile. Ciò ristringe l'utilità dello studio a quei sistemi per i quali le larghezze massime di banda sono sotto i 200 kHz. Dato il principio fondamentale del progetto per un filtro monocristallo, si possono costituire filtri in cascata e incrociati più perfezionati aventi maggiori larghezze di banda, secondo metodi ben stabiliti.

Sono stati fatti diversi filtri e le loro caratteristiche sono state confrontate con la teoria nella progettazione.

La tecnica è impostata sull'uso di un amplificatore in reazione a terra virtuale per dare al cristallo una terminazione resistiva. Nel ricavare le caratteristiche di questo dispositivo, si è dimostrato

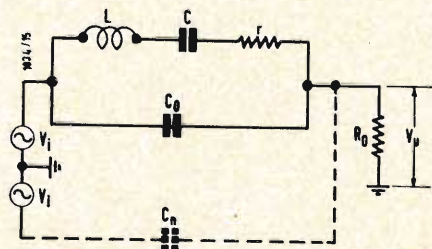



Fig. 2 - Circuito di filtro semplice comprendente una sorgente di segnale di impendenza zero, un cristallo di quarzo e un carico resistivo (il ramo di neutralizzazione è segnato tratteggiato).

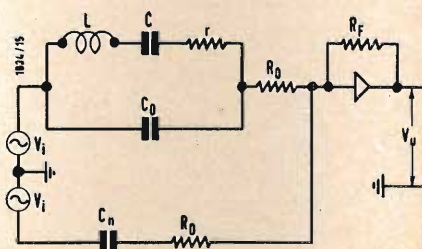



Fig. 3 - Amplificatore in reazione a terza virtuale usato per ridurre la capacità distribuita in derivazione al carico di un filtro a cristallo.

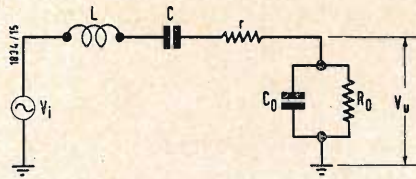



Fig. 4 - Circuito equivalente di fig. 3.

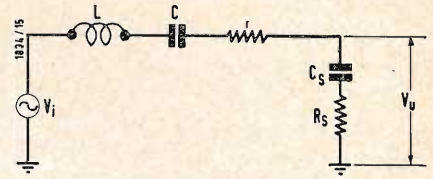



Fig. 5 - Circuito equivalente serie di un cristallo e suo carico resistivo.

Fig. 6 - Diagramma universale di $\frac{R_0C_0}{f_0LC}$ in funzione di $\frac{\Delta f C_0}{f_0 C}$ calcolato secondo le formule (1) e (2).

che si può realizzare un banco multiplo di filtri che permette a ciascun cristallo di servire due canali adiacenti. Mentre ciascun canale considerato singolarmente comprende una coppia di cristalli in circuito semi incrociato, avente il pregio di una risposta a sommità piana ed una buona reiezione ai limiti di banda, nel nostro caso c'è in generale un solo cristallo per canale. Viene descritto il principio del progetto e si discutono alcuni problemi pratici riguardanti i banchi multipli di filtri in genere.

1. - CIRCUITO EQUIVALENTE DEL RISUONATORE A QUARZO.

La fig. 1 ricorda al lettore il circuito equivalente del risuonatore a quarzo. Questo semplice circuito descrive in termini elettrici le caratteristiche del cristallo rispetto alla sua frequenza fondamentale di risonanza. Vi sono anche modi supplettivi ed armonici, nei quali il cristallo può oscillare, e questi si possono rappresentare aggiungendo in parallelo al circuito di fig. 1, alcuni circuiti accordati tra loro in serie. Il circuito equivalente è caratterizzato da un valore molto alto del rapporto $L\ C$ e da una bassa resistenza di perdite, il che porta ad un valore del fattore Q molto alto. I cristalli possono essere preparati entro un vasto campo di induttanze per soddisfare particolari esigenze circuitali, un valore tipico per una barretta a taglio X per 100 kHz può essere 50 H. Si è dimostrato che il minimo teorico del rapporto C_0/C è circa 125, e che le barrette a taglio X, che si usano nel campo da 50 a 250 kHz, approssimano questa figura più di qualsiasi altro tipo di cristallo, 140 sarebbe un valore medio. Il Q del cristallo dipende in notevole misura dal sistema di montaggio e le unità saldate nel vuoto presentano i valori più alti, ad es. 10^5 per una barretta a taglio X. Poichè il Q alto è generalmente ricercato, mentre l'effetto della capacità C_0 in parallelo può essere indesiderabile, si è trovato opportuno definire un fattore di merito.

$$\rho = Q\frac{C}{C_0}$$

Dal circuito di fig. 1 appare evidente che il cristallo presenta risonanza sia di serie, sia di tipo parallelo alle pulsazioni

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{e} \quad \omega_\infty = \frac{1}{\sqrt{L\frac{C\ C_0}{C+C_0}}}$$

rispettivamente. La frequenza di risonanza parallelo differisce dalla frequenza di risonanza serie di una parte in 2 C_0/C, e poichè C_0/C non può essere minore di 125, questa differenza non può essere superiore allo 0,4%. Per una trattazione completa del risonatore a quarzo, rimanda il lettore ad un opera specializzata sull'argomento (1,2).

2. - CONSIDERAZIONI DI PROGETTO

La fig. 2 mostra un non semplice circuito di filtro comprendente una sorgente di segnale di impedenza zero, il cristallo di quarzo e la terminazione resistiva R_0. Trascurando il braccio di neutralizzazione (segnato in tratteggio) e ritenuto $R_0 \ll \frac{1}{\omega_0 C_0}$, il filtro presenta una risposta avente un solo massimo a $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ed un profondo avvallamento a $\omega\infty = \frac{1}{\sqrt{L\frac{C\ C_0}{C+C_0}}}$; queste frequenze non differiscono di più dello 0,4% come si è spiegato sopra. La larghezza di banda Δf è data da $\frac{f}{\Delta f} = \omega_0 L\,(R_0 + r)$.

Per eliminare l'effetto della risonanza in parallelo e per ricavare al filtro una risposta simmetrica, si è usato un condensatore di neutralizzazione applicato in antifase al cristallo. Se $C_n = C_0$, l'avvallamento viene eliminato e ne risulta una risposta simmetrica. In pratica si è trovato talvolta opportuno creare intenzionalmente un avvallamento ad una frequenza per la quale si desidera una forte attenuazione. Ciò può avvenire sia sul lato delle alte frequenze, sia sul lato delle basse frequenze del massimo per mezzo di sub o sovra neutralizzazione rispettivamente. Considerando

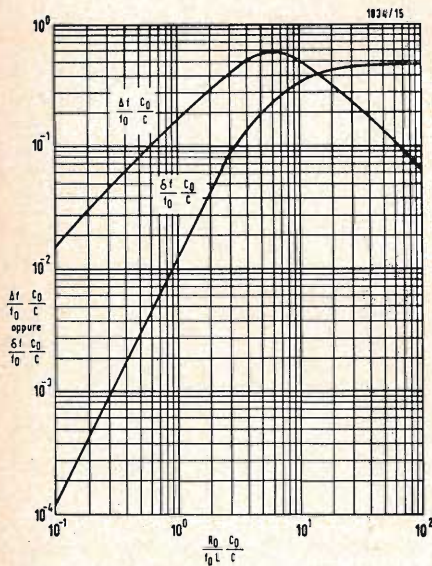
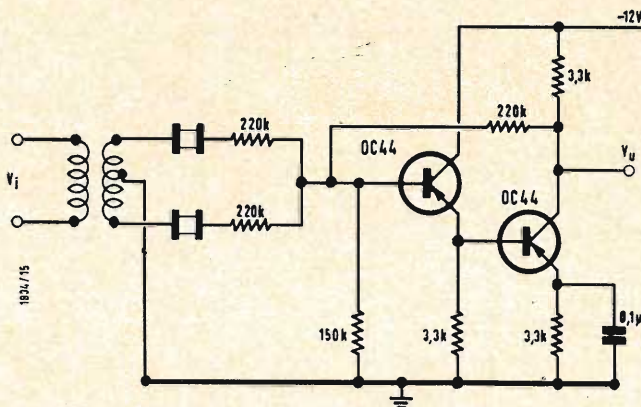



Fig. 7 - Circuito di un filtro a due cristalli a mezza cellula incrociata.

il circuito di fig. 2 si vede che, sebbene l'effetto della risonanza parallelo sia eliminato quando $C_n = C_0$, entrambe queste capacità risultano però in derivazione all'R_0 di terminazione, perciò la terminazione non può essere considerata puramente resistiva. Nel prossimo paragrafo si dimostrerà che esiste un limite alla larghezza di banda che si può realizzare aumentando R_0, e ciò avviene quando la resistenza di terminazione è uguale alla reattanza capacitiva derivata su di essa, in questo caso quando $R_0 = 1\ [\omega_0\ (C_n + C_0)]$. Anche la capacità di ingresso del dispositivo al quale si applica il filtro, riduce indubbiamente ed ulteriormente la larghezza di banda massima. Per ottenere le massime larghezze di banda è necessario minimizzare la capacità che virtualmente cortocircuita la resistenza di terminazione. Ciò si ottiene adattando un cristallo con un basso rapporto delle capacità parallelo/serie, isolando in qualche modo il ramo di neutralizzazione e sfruttando una terminazione resistiva che in pratica offre capacità distribuita in parallelo molto piccola.

3. - PRINCIPI DI PROGETTO

Lo studio che qui si descrive mette in evidenza i pregi dell'amplificatore in reazione a terra virtuale, il quale provvede una terminazione resistiva determinata con precisione, per il cristallo con capacità distributiva molto piccola. Il circuito è mostrato in fig. 3. A motivo che l'effetto della risonanza in parallelo del cristallo è neutralizzato per mezzo di un ramo che è isolato dal cristallo stesso ed ammettendo che esista una terra virtuale perfetta all'entrata del dispositivo di amplificazione, il circuito diviene equivalente a quello dato in fig. 4. La terminazione è ora la combinazione in parallelo di R_0 e C_0 e, a una data frequenza, tutto questo può essere eguagliato in termini di impedenza e di angolo di fase a una combinazione in serie di R_s e C_s. La fig. 5 mostra il circuito equivalente in serie del cristallo e della sua terminazione resistiva.

Il Q di questo semplice filtro è dato da:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R_s + r} = \frac{f}{\Delta f}$$

dove Δf è la larghezza di banda ai punti — 3dB della risposta.

Se la frequenza di risonanza in serie del cristallo è data da $\omega_0^2 = 1/LC$, la frequenza di centro del filtro è maggiore di questa di una parte in $2\ C_s/C$, perchè la capacità in serie netta del circuito è stata ridotta di una parte su C_s/C. Si può dimostrare (v. appendice) che:

$$\frac{R_0}{f_0 L}\ \frac{C_0}{C} = 2\pi \left[\frac{f_0}{2\,\Delta f}\ \frac{C}{C_0} \pm \left(\frac{f_0^2\, C^2}{4\,\Delta f^2\, C_0^2} - 1 \right)^{1/2} \right] \quad (1)$$

Questa espressione senza dimensioni dà il valore della resistenza di terminazione richiesta in termini della larghezza di banda, della frequenza, dell'induttanza equivalente del cristallo e del rapporto della capacità serie-parallelo.

Un grafico di $\frac{R_0}{f_0 L}\ \frac{C_0}{C}$ in funzione di $\frac{\Delta f}{f_0}\ \frac{C_0}{C}$ è stato calcolato e riprodotto in fig. 6.

La frequenza centrale del filtro viene trascinata dalla frequenza di risonanza serie del cristallo secondo una parte in $2\ C_s/C$ come detto sopra, così che la variazione di frequenza, δf, è data da $\delta f\, f_0 = c/(2\ C_s)$.

Si può dimostrare (v. Appendice) che:

$$\frac{\delta f\, C_0}{f_0\, C} = \frac{1}{2}\ \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_0\, L\, C}{R_0\, C_0} \right)^2} \quad (2)$$

Questa espressione adimensionale dà l'entità dello spostamento di frequenza in termini della resistenza di terminazione R_0, della frequenza, dell'ni-

Fig. 8 - Due cristalli a 100 KHz e a 100,4 kHz nel filtro a mezza cellula incrociata di fig. 7.
Fig. 9 - Due cristalli a 99,745 kHz e a 102,55 kHz nel filtro a mezza cellula incrociata di fig. 7.

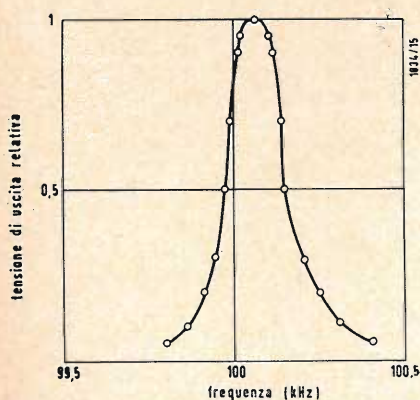
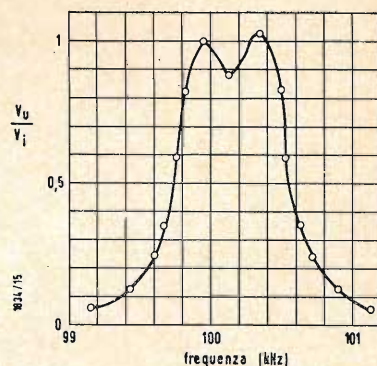
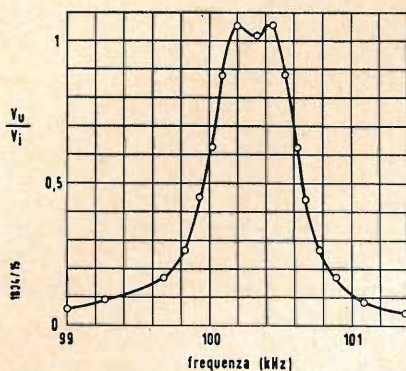



Fig. 10 - Risposta del filtro a coppia sfalsata-piatta di fig. 11.

duttanza equivalente del cristallo e del rapporto della capacità serie-parallelo. Si è calcolato $(\delta f\, f_0)\ (C_0/C)$ in funzione di $(R_0/f_0\, L)\ (C_0/C)$ ed è stato riportato il relativo grafico pure in fig. 6.

L'esame della fig. 6 mostra che vi è un valore massimo uguale a $\frac{1}{2}$ per $(\Delta f\, f_0)\ C_0/C)$ quando $(R_0/f_0\, L)\ (C_0/C)$ è uguale a $2\ \pi$.

La massima larghezza di banda o il Q minimo del circuito raggiungibile, sarà perciò data da:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q} = \frac{C}{2\, C_0} \qquad (3)$$

Il minimo teorico di C_0/C si è già detto essere 125, perciò il Q minimo teorico è 250.

Per la massima larghezza di banda

$$\frac{R_0\, C_0}{f_0\, L\, C} = 2\,\pi,\ \text{e ponendo}\ C = \frac{1}{\omega_0^2\, L},$$

$$\text{si ha che}\ R_0 = \frac{1}{\omega_0\, C_0} \qquad (4).$$

Per tutti i valori di $\Delta f/f_0$ minori del massimo vi sono due valori di R_0, che danno la stessa larghezza di banda sebbene le frequenze di trascinamento siano diverse.

Un successivo esame della fig. 6 mostra che, nella condizione di massima larghezza di banda, la frequenza di trascinamento è uguale alla metà della larghezza di banda.

Quando la resistenza di terminazione R_0 è molto grande, il valore di $(\delta f\, f_0)$ (Co/C) tende a 0,5 che dà una frequenza di trascinamento massima uguale alla massima larghezza di banda.

4. - CONSIDERAZIONI PRATICHE

Usando il grafico di fig. 6 come uno strumento di progetto si può fare un singolo filtro a cristallo avente un Q qualsiasi sotto il minimo teorico di 250 ed avente una qualsiasi induttanza equivalente del cristallo. In pratica si ottengono i Q più bassi usando cristalli a taglio X, perchè il rapporto delle capacità parallelo-serie di queste unità si avvicina al minimo teorico di 125 più strettamente di qualsiasi altro tipo di barretta. Ciò limita l'utilità della tecnica a quelle applicazioni per le quali le massime larghezze di banda sono limitate alla regione da 50 a 200 kHz. Oltre i 200 kHz si usano tagli CT e DT per i quali il rapporto di capacità parallelo-serie si è trovato essere più che doppio di quello delle barrette a taglio X, e sopra i 500 kHz, dove si usano tagli E T, questo rapporto è invece molto alto. Sembrerebbe perciò che le massime larghezze di banda siano realizzate a 200 kHz, approssimando il massimo teorico di 800 Hz entro circa il 20%. Per ottenere le massime larghezze di banda è necessario tener basse tutte le capacità distribuite, che aggiungerebbero capacità in parallelo al cristallo. Per questo scopo sono da preferirsi i cristalli a più bassa induttanza, perchè tutta la capacità distribuita diventa così una frazione più piccola della capacità più alta in parallelo del cristallo.

Lo studio teorico della prima parte (principi di progetto) trascura la resistenza in serie del cristallo, l'impedenza di uscita della sorgente colla quale si alimenta il filtro e l'impedenza della terra virtuale dell'amplificatore in reazione. Questa resistenza in serie del cristallo è comunemente una piccola frazione della resistenza esterna totale del circuito, mentre l'impedenza della sorgente e l'impedenza della terra virtuale sono nelle mani del progettista e possono essere rese insignificatamente piccole. Inoltre, l'effetto di questi elementi addizionali dell'impedenza può essere accettabile, quando si interpreti il grafico di fig. 6 nel seguente modo: la resistenza di terminazione R_0 letta sul grafico si può ritenere che comprenda entrambe le impedenze di uscita della sorgente e quella della terra virtuale (ritenute entrambe positive), in modo che la resistenza di

terminazione attuale usata può essere un poco minore di R_0. L'effetto della resistenza in serie del cristallo aumenterà la larghezza di banda secondo il fattore $[1 + r/2\pi \Delta f L]$, questo fattore deve perciò essere messo in conto quando si legge la larghezza di banda sul grafico.

5. - ALCUNI ESEMPI DI PROGETTO DI FILTRI

5.1. - Filtro a due cristalli a mezza cellula incrociata.

Si è istituito un esperimento per determinare la massima larghezza di banda che si possa ottenere usando cristalli di quarzo del commercio. Si aveva a disposizione un buon numero di unità nella regione di 100 kHz, tutte montate in involucri di vetro nei quali si è fatto il vuoto intese per l'uso con i contenitori del tubo B7G. L'induttanza equivalente dei cristalli era di 62 H e la resistenza in serie era in media di 400 Ω. La capacità in parallelo misurata senza il contenitore era di 6,0 pF, da questi dati si è calcolato il rapporto di capacità parallelo serie ottenendo il valore di 147. Per evitare di aumentare inutilmente questo rapporto i cristalli sono stati usati senza contenitore, facendo commissioni dirette ai piedicini dei cristalli. Le prove hanno mostrato che la massima larghezza di banda ottenibile era di 300 Hz con questi cristalli a 100 kHz. Si è dimostrato che la massima larghezza di banda ottenibile è data da $\Delta f f_0 = C/2 C_0$.

Assumendo il valore misurato 147 del rapporto di capacità parallelo-serie, la massima larghezza di banda ricavabile sarebbe data da

$$\Delta f = \frac{f_0 C}{2 C_0} = \frac{10^5}{2 \times 147} = 340 \text{ Hz}$$

Poichè invece si era ottenuta una larghezza di banda di soli 300 Hz, doveva esserci una capacità parassita addizionale di $6 \left[\frac{340}{300} - 1\right] = 0{,}8\text{pF}$. Le resistenze di terminazione usate erano da ¼ W del tipo ad alta stabilità, che, secondo le misure, presentavano una capacità in derivazione minore di 0,5 pF.

Dopo aver ottenuto una larghezza di banda di 300 Hz per un filtro semplice a cristallo, si è sperimentato un filtro a magra cellula incrociato a due cristalli. Per queste prove erano disponibili due coppie di cristalli, una coppia spaziata di 400 Hz, l'altra coppia spaziata di 510 Hz. L'apparecchiatura circuitale era quella indicata in fig. 7. Per questi esperimenti si sono usati due transistor nell'amplificatore per portare l'impedenza di entrata del dispositivo fino a un valore molto maggiore dell'impedenza della « terra virtuale ». In pratica i due transistor possono essere sostituiti da un solo transistor avente un valore inferiore di resistenza di reazione e che dia minor amplificazione totale. Per le massime larghezze di banda si devono usare induttanze equivalenti del cristallo più basse possibili in pratica; ciò abbatte l'impedenza dell'intero circuito ad un livello all'incirca uguale a quello utile per l'uso coi transistor. Le curve di risposta per cristalli spaziali strettamente e più largamente sono indicate nella fig. 8 e 9 rispettivamente.

Si è dimostrato che quando si è realizzata la condizione per la massima larghezza di banda, la frequenza di centro del filtro è trascinata verso valori più alti dalla frequenza di risonanza serie del cristallo, di una quantità pari a $\Delta f/2$. Si può vedere dalla fig. 8 e 9 che le curve di risposta sono state sfalsate in avanti dalle frequenze di risonanza dei cristalli, di 150 Hz.

Il particolare della sommità della forma della risposta è stato determinato sperimentalmente per un certo numero di valori del rapporto di separazione della frequenza del cristallo alla larghezza di banda di ciascun vano considerato separatamente. I risultati, che possono essere usati come indicazioni di guida nella fabbricazione di filtri a due cristalli, mezza cellula, incrociati, sono dati dalla tabella 1.

5.2. - Filtri in cascata

I filtri in cascata, sfalsati in frequenza

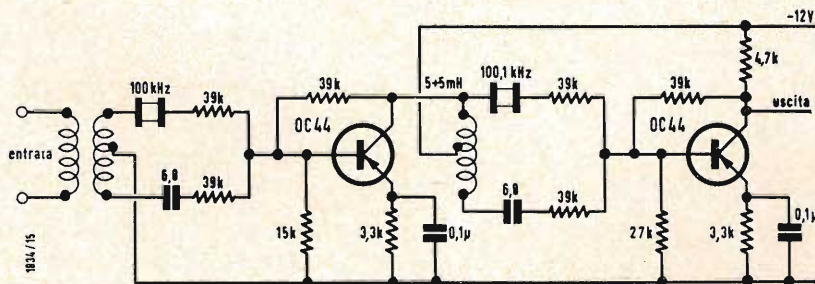



Fig. 11 - Circuito di filtri in cascata in cascata impieganti la coppia sfalsata-piatta.

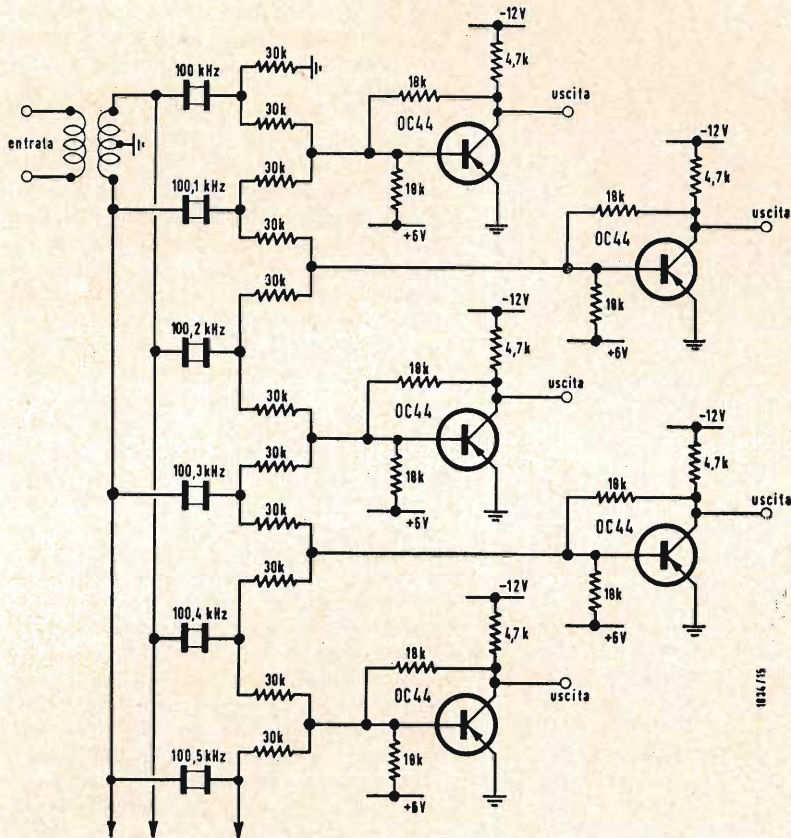



Fig. 12 - Schema circuitale di parte di un banco di filtro a 64 canali.

Tabella 1

Spaziatura dei cristalli / Larghezza di banda (— 3 dB) per ramo	1,0	1,16	1,27	1,33	1,55	1,70
Picco / valle (rapporto di tensione)	solo max	solo max	1,03	1,04	1,10	1,15

per fornire una risposta piatta sono frequentemente usati nella pratica delle telecomunicazioni e sono a disposizione dati per il progetto completo di simili circuiti (3,4). Prendendo ad es. la cosidetta coppia sfalsata piatta, si è fatto il circuito di fig. 11. La unità cristalline erano di 100,0 e 100,1 kHz e il rapporto della separazione del cristallo alla larghezza di banda individuale era posto uguale a 1. La risposta ottenuta è mostrata in fig. 10. I transistor servono puramente come dispositivi isolanti di terra virtuale ed il funzionamento del circuito è ottenuto in altre parti.

6. - BANCHI MULTIPLI DI FILTRI

6.1. - Requisiti speciali

Nel campo generico dell'analisi dello spettro delle frequenze video, vi è frequentemente la necessità di effettuare un'analisi completa dei componenti in un dato campo di frequenze, in un tempo assai breve. Quando per questo scopo si usa un singolo filtro esploratore di frequenza, vi è una limitazione naturale del dispositivo risolutivo di frequenza, prodotta dal tempo di risposta del filtro stesso, la cui larghezza di banda deve essere abbastanza ampia per permettere una completa esplorazione dello spettro nel tempo disponibile, senza perdita dell'uscita. Per superare questa limitazione, e per poter eseguire il rapido esame dello spettro ampio, si adottano spesso banchi di filtri multipli. Tali banchi comprendono un gruppo di filtri a banda stretta, spaziati in frequenza secondo la larghezza di banda nominale del filtro, ai quali deve essere applicato uno spettro di segnali e di disturbi. Un commutatore elettronico rapido deve

Fig. 13 - Curve di risposta probabili di alcuni canali di un banco di filtri multipli.

campionare le uscite di tutti i canali, fornendo l'informazione ad un comune dispositivo indicatore. Una nuova limitazione della risoluzione di frequenza è quindi imposta esclusivamente dal periodo dei fenomeni e che sono da analizzare. Importanti nel progetto di banchi di filtri multipli sono la costanza del guadagno, la larghezza di banda equivalente del disturbo da un canale all'altro (diafonia), il rapporto della larghezza di banda equivalente di disturbo alla separazione dei filtri, e a motivo del grande numero di canali richiesto, la semplicità e l'economicità del circuito. La tecnica fondamentale di progetto descritta nella prima parte (Principi di progettazione) si presta particolarmente bene alla pratica soluzione di questi problemi, perchè le caratteristiche del filtro sono quasi completamente indipendenti dal risonatore a quarzo e dalla resistenza di terminazione; il circuito è semplice e « progettabile » entro un vasto campo di larghezze di banda. Inoltre, l'uso di un amplificatore a terra virtuale ha condotto allo sviluppo di una tecnica di suddivisione dei cristalli, che per un filtro a due elementi, ha realizzato un risparmio del 50% nei quarzi.

La sorgente comune pilota colla quale si deve alimentare il banco di filtro multiplo deve presentare certi requisiti speciali. L'impedenza della sorgente deve essere bassa per evitare mutua interazione tra i canali. L'amplificatore pilota deve comprendere un filtro passa-banda che dia un'uscita costante entro il campo di frequenza del banco e deve presentare una buona reiezione al di fuori di questa banda.

Ciò è necessario per attenuare le risonanze armoniche non desiderate dei cristalli del filtro, contro le quali il principio dell'attuale progetto non assicura protezione, e per limitare l'entità della potenza di rumore, che l'amplificatore deve necessariamente incontrare. Il carico presentato alla sorgente pilota è approssimativamente uguale alla combinazione in serie della scattanza capacitiva in parallelo del cristallo e della resistenza di terminazione divisa per il numero di canali nel banco. Questi requisiti per l'amplificatore pilota possono essere più facilmente ottenuti se si divide uno spettro largo in unità minori. Per mezzo di opportune variazioni di frequenza le sue unità ed i loro amplificatori piloti possono anche essere identici; ciò facilita la manutenzione e i problemi di economia, come pure provvede una certa flessibilità nel progetto totale dell'apparecchiatura.

6.2. - Progetto di un banco di filtri a 100 Hz

Un esempio di progetto di un banco di filtri multipli è indicato in fig. 12. Le unità complete comprendenti 64 canali coprono uno spettro da 100,0 a 106,4 kHz. Ciascun filtro considerato a sè comprende due cristalli connessi in circuito mezzo-incrociato, che presenta una curva di risposta a sommità piana ed una larghezza di banda di 100 Hz ai punti — 1 dB. Poichè ciascun cristallo è fatto parte di due canali adiacenti, occorrono, secondo questo principio, solamente 64 + 1 cristalli nel banco. In pratica, inoltre, si è trovato conveniente fabbricare i circuiti su basette stampate recanti 16 filtri completi ciascuna, ossia 16 + 1 cristallo su ciascuna basetta, facendo 64 + 4 cristalli in tutto. Ciascun canale è bene isolato dal suo ambiente circostante per mezzo di una bassa impedenza (terra virtuale) che vi è all'ingresso dell'amplificatore. In pratica non vi è alcuna influenza sul funzionamento di ciascun canale della presenza delle sue adiacenze. Le curve di risposta che si possono rilevare per pochi canali in un simile banco sono indicate in fig. 13.

I cristalli sono fabbricati secondo la seguente prescrizione: induttanza equivalente 30 H $\pm$ 5% sulla capacità in parallelo. Queste unità devono essere montate in tubi di vetro del diametro di 1 cm e di lunghezza 5 cm, riempiti di azoto e saldati a terminali flessibili.

Non è necessario un Q molto alto ed è accettabile una resistenza in serie massima di 1 kΩ.

I 64 + 4 cristalli insieme con i loro componenti mostrati in fig. 12, sono cablati su 4 basette stampate, costituendo così un bando completo di 64 canali. Nella progettazione delle dimensioni dei componenti, si è fatta attenzione a ridurre le capacità parassite che cortocircuiterebbero le resistenze di terminazione si è trovato che con tutti i componenti montati, la capacità totale distribuita a questo punto era minore o uguale a 1 pF.

Il banco era alimentato da un amplificatore passa banda, che comprendeva due coppie di circuiti accordati accoppiati formanti una risposta piatta fra 100 a 107 kHz con buona reiezione al di fuori di questa banda. Si è messa in grafico la risposta di potenza dell'amplificatore e si è trovato che la larghezza di banda equivalente del rumore era di 15 kHz. L'amplificatore è stato progettato per trattare 15 V_{eff} di rumore all'uscita senza gravi tosature dei picchi, in modo che i filtri a cristallo potevano lavorare a circa 1,5 V_{eff} di rumore in 150 Hz. L'impedenza di uscita dell'amplificatore era minore di 200 Ω.

Un segnale di frequenza variabile è stato introdotto nel banco attraverso l'amplificatore pilota e si sono esaminati successivamente particolari della sommità di ciascun filtro. Si è misurata al livello di circa 1 V al collettore del transistor la punta di uscita di ciascun filtro. Su questo banco si è trovato che i filtri erano o a sommità piatta, o leggermente arrotondata, senza alcuna

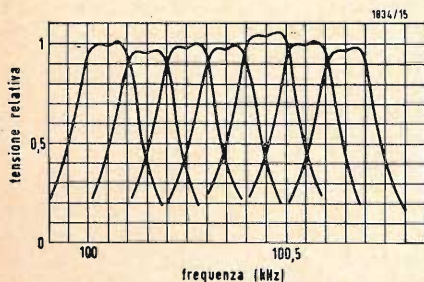
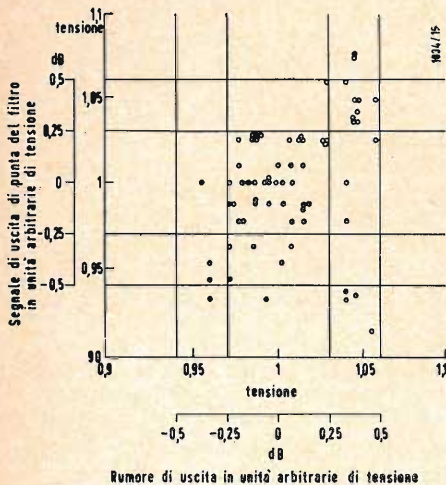



Fig. 14 - La diffusione della sensibilità di punta in funzione del rumore di uscita per un banco di 64 filtri.

tendenza ad una risposta con due gobbe.
Si è poi applicato al banco il rumore bianco, tramite l'amplificatore pilota e si sono misurate le uscite ad un livello di circa 1 V_{eff}, ai collettori dei transistor. Queste misure hanno dimostrato che per questo bando di 64 canali il campo della sensibilità di punta e il rumore di uscita erano i seguenti:
sensibilità di punta:
14 $\pm$ 0,250 dB in media
60 $\pm$ 0,50 » » »
64 $\pm$ 0,70 » » »
rumore di uscita:
47 $\pm$ 0,25 dB in media
64 $\pm$ 0,50 » » »

Si è rilevata la risposta totale selezionando un canale presentante il rumore di uscita uguale alla media e la sensibilità di punta molto vicina alla media. Da questi risultati si è calcolato che la larghezza di banda equivalente di disturbo era di 157 Hz. Questa può considerarsi come la larghezza di banda equivalente di rumore media del banco. La fig. 14 mostra la distribuzione della sensibilità di punta in funzione della potenza di disturbo. Questi valori di tensione in entrambi i casi sono stati normalizzati, per cui il valore medio è uguale all'unità. Il diagramma denuncia che esiste una certa correlazione fra questi due gruppi di risultati; ciò era da aspettarsi, perchè un' aumento della sensibilità di picco provoca un aumento del disturbo di uscita. La espansione della larghezza di banda del disturbo è perciò piuttosto inferiore della espansione del rumore di uscita. Da questi risultati si potrebbe calcolare il fattore di correlazione, ma l'interpretazione e l'importanza della relazione dipenderebbero assai dalla particolare applicazione del filtro.
Esperienze con gruppi di filtri più piccoli hanno dimostrato che l'espansione della sensibilità del canale è principalmente dovuta ad una grande maggiorazione del guadagno B di corrente del transistor, il che provoca una molto minor, ma importante, maggiorazione del guadagno di tensione, quando sia applicato un largo tasso di reazione. L'incremento della sensibilità di un piccolo gruppo di filtri veniva approssimativamente dimezzata quando il valore dei resistori di reazione degli stadi a transistor a «terra virtuale» veniva ridotto alla metà. Inoltre, se l'estensione di un grande numero di canali venisse ridotta con questo mezzo a circa $\pm$ 0,25 dB, l'incremento della resistenza in serie equivalente del cristallo, e lievi variazioni delle caratteristiche di passabanda dell'amplificatore pilota, assumerebbero maggior importanza.

7. - CONCLUSIONI

È stata descritta una tecnica di progettazione che permette di realizzare filtri semplici a cristallo con un Q teorico minimo del circuito di 250. Usando lamine a taglio X nel campo da 50 a 200 kHz si sono ottenuti Q minimi dei circuiti intorno q 300. È stata data una guida per il progetto, la quale permette di fare filtri di qualsiasi Q desiderato entro i limiti pratici e usando cristalli di qualsiasi impedenza. Sono stati descritti alcuni filtri di uso pratico, illustrando come si possa usare la tecnica fondamentale per realizzare filtri più complessi. Per la semplicità dei circuiti, questa tecnica è particolarmente appropriata quando si studiano sistemi pluricanali.
È stato progettato un banco di filtri multipli, che, senza regolazione o allineamento, presenta un incremento prossimo della sensibilità di picco e della larghezza di banda del rumore.
È stata studiata una ripartizione dei cristalli, che conduce ad un considerevole risparmio di quarzi.
Il limite superiore pratico di 200 kHz per i cristalli a taglio X fissa la massima larghezza di banda, che si può ottenere, a circa 700 Hz per un singolo filtro.
Due cristalli spaziati fra loro di 1 kHz in uno schema mezza cellula incrociata a 200 kHz dà una risposta a doppia punta con un avvallamento di 1 dB alla frequenza centrale. Se si potessero fabbricare unità cristalline per frequenze più alte, ma conservanti un basso valore del rapporto C_0/C, si potrebbero ottenere larghezze di banda corrispondentemente più ampie.

8. - APPENDICE

Dimostrazione delle formule (1) e (2) del testo.
Con riferimento alle fig. 4 e 5 e trascurando r, dall'eguaglianza delle impedenze, si ha:

$$R_s - j\,\frac{1}{\omega_0\,C_s} = \frac{-j\,\dfrac{R_0}{\omega_0\,C_0}}{R_0 - j\,\dfrac{1}{\omega_0\,C_0}} =$$

$$= \frac{\dfrac{R_0}{\omega^2\,C_0^2} - j\,\dfrac{R_0^2}{\omega_0\,C_0}}{R_0^2 + \dfrac{1}{(\omega_0\,C)^2}} =$$

$$= \frac{R_0 - j\,\omega_0\,C_0\,R_0^2}{\omega_0^2\,C_0^2\,R_0^2 + 1}\,. \qquad (5)$$

Eguagliando le parti reali ed immaginarie di questa espressione, si ha:

$$R_s = \frac{R_0}{\omega_0^2\,C_0^2\,R_0^2 + 1}\,, \qquad (6)$$

e

$$\frac{1}{\omega_0\,C_s} = \frac{\omega_0\,C_0\,R_0^2}{\omega_0^2\,C_0^2\,R_0^2 + 1}\,. \qquad (7)$$

Perciò

$$\omega_0\,C_s\,R_s = \frac{1}{\omega_0\,C_0\,R_0}\,. \qquad (8)$$

Risolvendo la (6) rispetto a R_0, si ha:

$$R_0 = \frac{1}{2\,\omega_0^2\,C_0^2\,R_s} \pm$$

$$\pm \frac{1}{\omega_0\,C_0}\left[\frac{1}{4\,\omega_0^2\,C_0^2\,R_s^2} - 1\right]^{1/2}, \quad (9)$$

e ponendo

$$\omega_0\,L = \frac{1}{\omega_0\,C} \text{ e } R_s = \omega_0\,L\,\frac{\Delta f}{f_0}, \text{si ha:}$$

$$R_0 = \omega_0\,L\,\frac{C}{C_0}\left[\frac{f_0}{2\,\Delta f}\,\frac{C}{C_0} \pm \left(\frac{f_0^2\,C^2}{4\,\Delta f^2\,C_0^2} - 1\right)^{1/2}\right]. \quad (10)$$

Perciò

$$\frac{R_0\,C_0}{f_0\,L\,C} = 2\,\pi\left[\frac{f_0\,C}{2\,\Delta f\,C_0} \pm \left(\frac{f_0^2\,C^2}{4\,\Delta f^2\,C_0^2} - 1\right)^{1/2}\right] \quad (11)$$

uguale a (1) c.v.d.

Si è dimostrato nel paragrafo intitolato « Principi di progetto » che la frequenza centrale del filtro viene trascinata dalla frequenza di risonanza in serie del cristallo di una quantità δf data da

$$\frac{\delta f}{f_0} = \frac{C}{2\,C_s}$$

Dalla (7)

$$C_s = \frac{\omega_0^2\,C_0^2\,R_0^2 + 1}{\omega_0^2\,C_0\,R_0^2}, \text{ per cui:}$$

$$\frac{\delta f}{f_0} = \frac{1}{2}\,\frac{\omega_0^2\,C_0\,R_0^2\,C}{\omega_0^2\,C_0^2\,R_0^2 + 1}, \quad (12)$$

e ponendo $\omega_0^2 = \frac{1}{L\,C}$, si ha che

$$\frac{\delta f}{f_0} = \frac{1}{2}\,\frac{C}{C_0}\,\frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_0\,L\,C}{R_0\,C_0}\right)^2} \quad (13)$$

Perciò:

$$\frac{\delta f}{f_0}\,\frac{C_0}{C} = \frac{1}{2}\,\frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_0\,L\,C}{R_0\,C_0}\right)^2} \quad (14)$$

9. - BIBLIOGRAFIA

A. S. Chester: *Crystal-filter design for multi-channel application*, Electronic Technology, Aprile 1962, pag. 126.

P. Vigoureux e C.F. Booth: *Vibratori a quarzo e loro applicazioni*, H.M. Stationery Office, 1950

R. A. Heising: *Cristalli di quarzo circuiti elettrici*, D. Van Nostrand Co. inc, New York 1946.

G.E. Valley e H. Wallman: *Amplificatori a tubi a vuoto*, McGraw-Hill Book Co Inc, New York 1948, Ser. 4-0 e 4-7.

F.J. Mann (editore): *Dati di riferimento per ingegneri radio*, Federal Telephone e Radio Corp. New York 1951, pag. 127-129.

Nuova camera televisiva a transistor con vidinoscopio

L'International General Electric, ha annunciato la messa a punto di una camera televisiva a transistor con vidinoscopio per studi.
La nuova camera, denominata PE-23, è in grado di riprendere fino all'80% degli spettacoli televisivi odierni girati negli studi, con una riduzione del costo di esercizio del 90%.
Concepita espressamente per telegiornali, dibattiti e spettacoli di quiz, che costituiscono la grande maggioranza degli odierni programmi televisivi girati negli studi, la PE-23 verrà anche ampiamente utilizzata nei programmi di istruzione.
Il costo iniziale del nuovo apparecchio è circa la metà di quello con ortinoscopio e la riduzione dei costi di esercizio va attribuita al prezzo del vidinoscopio (circa un quarto di quello dell'ortinoscopio) e alla sua maggiore durata, da tre a cinque volte maggiore.
Secondo l'International General Electric, la camera è uguale o addirittura superiore alle norme stabilite dall'Associazione Industrie Elettroniche degli USA (EIA). Infatti ha una scomposizione orizzontale di 700 linee, un'ampiezza di banda di 10 MHz ed un campo focale di 60 gauss. La qualità dell'immagine è simile a quella degli ortinoscopi di 4 pollici e mezzo, ossia fotografica e viva, con tutta la gamma del grigio, e suscettibile di essere trasmessa a grande distanza.
La PE-23 viene offerta dall'International General Electric in tre versioni in modo da poter essere montata su mensola, banco o carrello. (*g.r.*)

segnalazioni brevetti

APPARECCHIATURA DI TRASDUZIONE A NASTRO.
(Ampex Corp.) 85-IL-6412

APPARECCHIATURA E METODO DI REGISTRAZIONE E/O RIPRODUZIONE VIDEO.
(La stessa) 85-IL-7212

PROCEDIMENTO PER LA PROIEZIONE DI IMMAGINI TELEVISIVE ED IMPIANTO PER LA SUA ESECUZIONE.
(Edgar Gretener A.G.) 85-IL-7112

PERFEZIONAMENTO NEI SISTEMI DI TRASMISSIONE E RICEZIONE TELEVISIVA IN ABBONAMENTO.
(International Telemeter Corp.) 85-IL-7912

CIRCUITO PER LA TRASFORMAZIONE DI TENSIONI ALTERNATE PERIODICHE SPECIALMENTE DI TENSIONI AD IMPULSI PARTICOLARMENTE PER L'IMPIEGO IN TELEVISORI.
(Loewe Optag) 85-IL-7112

COMMUTATORE COMBINATO PER CANALI TELEVISIVI ATTO AL FUNZIONAMENTO IN VHF E UHF.
(NSF Nurnberger Schraubenfabrik und elektrowerke) 85-IL-5412

SISTEMA DI CIRCUITI PER LA REGOLAZIONE DELLA LUMINOSITÀ DI FONDO IN DISPOSITIVI DI RIPRODUZIONE PER TELEVISIONE.
(Philips Gloeilampenfabrieken N.V.) 86-IL-6812

APPARECCHIO A CICLO CONTINUO ATTO A FISSARE IN CONTINUITÀ SU DI UNA PELLICOLA LE IMMAGINI TELEVISIVE PER RITRASMETTERLE SU DI UNO SCHERMO DELLA GRANDEZZA DESIDERATA.
(Piovani Renato) 86-IL-5912

TRASMETTITORE A MODULAZIONE DI VELOCITÀ ANGOLARE.
(Radio Corp. of America) 56-IZ-0815

SISTEMA ACUSTICO DI RADIORICEZIONE MEDIANTE LAMELLA SELETTIVA VIBRANTE AZIONATA CON MEZZI ELETTROMECCANICI
(Leonardi Alessandro) 56-IZ-0315

DISPOSITIVO CODIFICATORE E DECODIFICATORE PER TELESCRIVENTE.
(Ateliers Constructions Electriques de Charleroi) 56-IZ-0315

PERZEZIONAMENTO AGLI APPARECCHI PER FACSIMILE.
(Creed and Co. LTD) 56-IZ-5515

COMPLESSO TELESCRIVENTE PRIVO DI ORGANI ROTANTI.
(Gentilini Augusto) 56-IZ-3915

DISPOSITIVO PER REGOLARE E SMORZARE IL SUONO DI TIMPANI DI SUONERIE IN PARTICOLARE TIMPANI DI SUONERIE DI APPARECCHI TELEFONICI.
(General Thelephone Laboratories Incorp.) 56-IZ-6815

AMPLIFICATORE A TRANSISTORI ADATTABILE AI RICEVITORI TELEFONICI.
(S.A.F.) 56-IZ-6615

DISPOSITIVO DI CIRCUITI PER LA RICEZIONE DI SEGNALI DI COMANDO A FREQUENZA FONICA SU LINEE A FILI O SENZA FILI IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI SPECIALMENTE IN IMPIANTI TELEFONICI.
(Siemens und Halske Aktieng) 57-IZ-6415

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER APPARECCHI PER LA PROVA DI SELETTORI IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI, SPECIALMENTE IN IMPIANTI TELEFONICI.
(La stessa) 57-IZ-1115

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER APPARECCHI PER LA PROVA DEI SELETTORI IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI, SPECIALMENTE IN IMPIANTI TELEFONICI.
(La stessa) 57-IZ-1215

SELETTORE A COORDINATE PER IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONE, SPECIALMENTE PER IMPIANTI TELEFONICI, REALIZZATO CON CONTATTI IN TUBO DI PROTEZIONE.
(La stessa) 57-IZ-1815

SELETTORE A COORDINATE PER IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI, SPECIALMENTE PER IMPIANTI TELEFONICI, REALIZZATO CON CONTATTI IN TUBO DI PROTEZIONE
(La stessa) 57-IZ-1915

SELETTORE A COORDINATE PER IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI, SPECIALMENTE PER IMPIANTI TELEFONICI, REALIZZATO CON CONTATTI IN TUBO DI PROTEZIONE.
(La stessa) 57-IZ-2015

REGISTRATORE A NASTRO MAGNETICO A LARGA BANDA.
(Ampex Corp.) 57-IZ-7915

MIGLIORAMENTI NEI MEZZI ELETTROLITICI REGISTRATORI DELLA SPECIE USATA NEI REGISTRATORI ELETTROLITICI E RICEVITORI TELEGRAFICI DI IMMAGINI.
(Muirhead & Co. Ltd.) 58-IL-8215

PERFEZIONAMENTI NELLA SINCRONIZZAZIONE DI UN SISTEMA ROTATIVO.
(Philips Gloeilampenfabrieken) 58-IL-7015

SISTEMA DI FABBRICAZIONE DI INVOLUCRI DI MONTAGGIO PER CONDUTTORI ELETTRICI ED INVOLUCRO DI MONTAGGIO OTTENUTO CON TALE SISTEMA. (Priorità: Stati Uniti d'America, domanda di brevetto n. 639897 del 13 febbraio 1957). (I Completivo del brevetto n. 569412).
(Bendix Aviation Corporation) (52-IZ-9215)

NASTRO PER RIVESTIMENTO DI CONDUTTORI ELETTRICI ISOLATI.
(Ceat. Soc.p.A.) (52-IZ-3215)

COMPOSIZIONE CERAMICA DIELETTRICA AD ELEVATA TEMPERATURA DI CURIE. (Priorità: Francia, domanda di brevetto n. 742504 del 4 luglio 1957).
(Cie. Gle. de Telegraphie sans Fil.) (52-IZ-3615)

NASTRO ADESIVO DI GOMMA AL SILICONE PER ISOLAMENTO DI CONDUTTORI ELETTRICI E METODO PER LA SUA APPLICAZIONE. (Priorità: Stati Uniti d'America, domanda di brevetto n. 736861 del 21 maggio 1958 e n. 755805 del 18 agosto 1958).
(Dow Corning Corporation) (52-IZ-9415)

SOSTANZA ISOLANTE A BASE DI ACETATO DISCIOLTO IN SOLVENTE PARTICOLARMENTE PER APPLICAZIONE ALLO STATO LIQUIDO SU ORGANI DA ISOLARSI ELETTRICAMENTE.
(Lattanzio Umberto.) (53-IZ-4715)

GENERATORE DI IMPULSI ELETTRICI, A SEZIONE CIRCOLARE, RICAVATO DA TUBO DI FERRO OD ALTRO METALLO MAGNETICO E CAPACE DI RIVELARE PICCOLI FRAMMENTI FERROSI CHE PASSINO SULLA SUA TANGENTE
(Soc. Sulas costruzione e riparazione macchine elettriche di Sergio Sulas e Gianfranco Gostoli) (53-IZ-4115)

PERFEZIONAMENTI NEI CONDENSATORI VARIABILI. (Priorità: Paesi Bassi, domanda di brevetto n. 226257 del 26 marzo 1958).
(Philips' Gloeilampenfabrieken N. V.) (53-IZ-1315)

PERFEZIONAMENTO NELLA COSTRUZIONE DI UN CONDENSATORE ELETTRICO ED IN PARTICOLARE DI UN CONDENSATORE AVVOLTO A RULLO. (I Compl. del brev. n. 551523).
(Fabbrica apparecchiature per comunicazioni elettriche standard) (53-IZ-1715)

DISPOSIZIONE E MEZZI PER IL COMANDO DI RELÉ DI MASSIMA TENSIONE O CORRENTE.
(Ducati elettrotecnica Soc.p.A.) (53-IZ-4915)

TUBO A FASCIO E CIRCUITI MAGNETICI RELATIVI. (Priorità: Stati Uniti d'America, domanda di brevetto n. 735630 del 15 maggio 1958).
(Eitel Mccullough Inc.) (53-IZ-4015)

ELETTRODO DI ACCUMULO E PROCEDIMENTO PER LA SUA FABBRICAZIONE. (Priorità: Stati Uniti d'America, domanda di brevetto n. 721904 del 17 marzo 1958).
(Radio Corporation of America)(53-IZ-2015)

VALVOLA TRASMETTITRICE DI IMPULSI
(Zenleser Ermanno) (53-IZ-7815)

CATODO TERMOELETTRICO FREDDO A SEMI CONDUTTORE (Priorità: Francia, domanda di brevetto n. 761317 del 24 marzo 1958).
(Compagnie Generale de Telegraphie sans Fils). (53-IZ-1415)

METODO PER LA PRODUZIONE DI DISPOSITIVO SEMICONDUTTORI COME TRANSISTORI DIODI CELLULE FOTOELETTRICHE RIVELATORI ALL'INFRAROSSO E SIMILI .(Priorità: Stati Uniti d'America, domanda di brevetto n. 725954 del 2 aprile 1958).
(Hughes Aircraft Company) (53-IZ-5715)

CIRCUITO BISTABILE A TRANSISTORI. (Priorità: Stati Uniti d'America, domanda di brevetto n. 723535 del 24 marzo 1958).
(International Busines Machines Corporation) (53-IZ-2915)

SUPPORTO PER APPARECCHI TELEVISIVI COSTITUITO DA POCHI ELEMENTI FACILMENTE MONTABILI E UGUALI FRA LORO. (1° completivo del brevetto n. 557686 richiesto il 10 agosto 1956).
(Sciaraffia Enrico) (53-IZ-1615)

PERFEZIONAMENTI AGLI ELETTRODOMESTICI, TIPO FRULLATORI.
(Soc. d'etuded et d'exploitation chimie et mecanique E. C.E.M. Moulinex) (55-FF-818)

APPARECCHIO ELETTRODOMESTICO DEL TIPO FRULLATORE.
(Soc. d'etudes et d'exploitation chimie et mecanizue E.C.E.M. Moulinex) (55-FF-178)

PERFEZIONAMENTI AGLI APPARECCHI SPREMITORI.
(Laurent) (55-FF-518)

PERFEZIONAMENTI APPORTATI ALLE MACCHINE LAVAPIATTI E LAVASTOVIGLIE.
(Charles Colston Limited) (56-FF-678)

INSIEME DI TRASMISSIONE D'AVANZAMENTO SPECIALMENTE PER MACCHINE LAVATRICI.
(Borg Warner Corporation) ((80-FF-519)

PROCEDIMENTO E APPARECCHIO DI COMMUTAZIONE DESTINATO AL COMANDO DI UN APPARECCHIO ELETTRICO E USO DI QUESTO APPARECCHIO DI COMANDO.
(Saia A.G.) (81-FF-389)

SISTEMA DI CHIUSURA A CATENACCIO E DI EIEZIONE DI ACCESSORI ROTATIVI AMOVIBILI D'APPARECCHI ELETTRODOMESTICI
(Soc. d'etudes et d'exploitation chimie et mecanique E.C.E.M. Moulinex) (82-FF-605)

VITE SENZA FINE DI RIDUTTORE DI VELOCITÀ; SPECIALMENTE PER APPARECCHI ELETTRODOMESTICI.
(Soc. E.C.E.M.) (83-FF-625)

TOSTAPANE COMPLETAMENTE AUTOMATICO.
(The Proctor Silex Corp.) (84-FF-165)

Chi desidera copia dei seguenti brevetti, può rivolgersi all'Ufficio Tecnico Internazionale Brevetti
ORGANIZZAZIONE RADOBOR
Viale S. Michele del Carso 4 Milano (Italia)
tel. 46 89 14.

G. B.

Sintonizzatore per UHF con stadio di entrata a transistori*

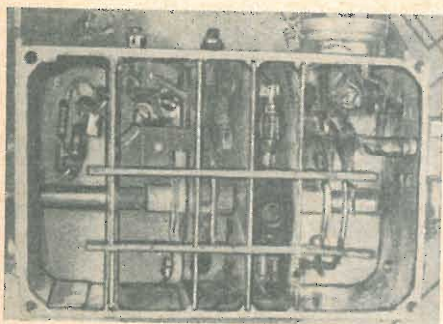



Fig. 1 - Vista del sintonizzatore aperto. Nella prima camera a sinistra trova posto il circuito di entrata a transistore; nella quarta camera trova posto il diodo convertitore.

(*) MANGOLD, H. e KLEIN, W., UHF-Tuner mit Transistor-vorstufe, *Funkschau*, giugno 1962, 12, pag. 325.

DA POCO TEMPO sono disponibili sul mercato i mesa transistori tipo AF139 per UHF sviluppati dalla SIEMENS. L'amplificazione di potenza a 800 MHz è uguale a 8-12 dB ed il fattore di rumore alla stessa frequenza è uguale a $F = 6\text{-}8\ kT_0$. A 500 MHz si arriva ai 3,5-5 kT_0 in modo che questi mesa-transistori entrano in diretta concorrenza con i tubi a griglia tesa per UHF PC88.

Nel televisore portatile 48P100a della GRUNDIG viene usato per la prima volta in larga serie un sintonizzatore per UHF con un transistore in entrata. Questo sintonizzatore è derivato (fig. 2) dal noto sintonizzatore per UHF 15/17 che è equipaggiato con il triodo PC88 nello stadio di entrata, con il diodo al silicio 1N82A nello stadio convertitore e con il tubo PC93 nello stadio oscillatore.

A causa della presenza del diodo nello stadio di conversione si potrà adottare il transistore AF139 senza dover apportare molte modifiche al circuito. Il basso rumore di conversione ($< 22\ kT_0$) ha una influenza minima sul rumore totale del nuovo sintonizzatore anche all'estremità superiore della banda. La bassa tensione di oscillatore richiesta dal diodo convertitore permette di limitare con facilità l'irradiazione dell'oscillatore al di sotto dei valori stabilit (fig. 3). Inoltre l'oscillatore che qui è ancora a tubi potrebbe essere sostituito con dei mesa-transistori, appena questi saranno disponibili in quantità sufficienti.

I vantaggi di questo nuovo tipo di costruzione, soprattutto dopo la sostituzione del PC93 con un transistore, sono costituiti da una riduzione del numero di elementi, quindi da una sem-

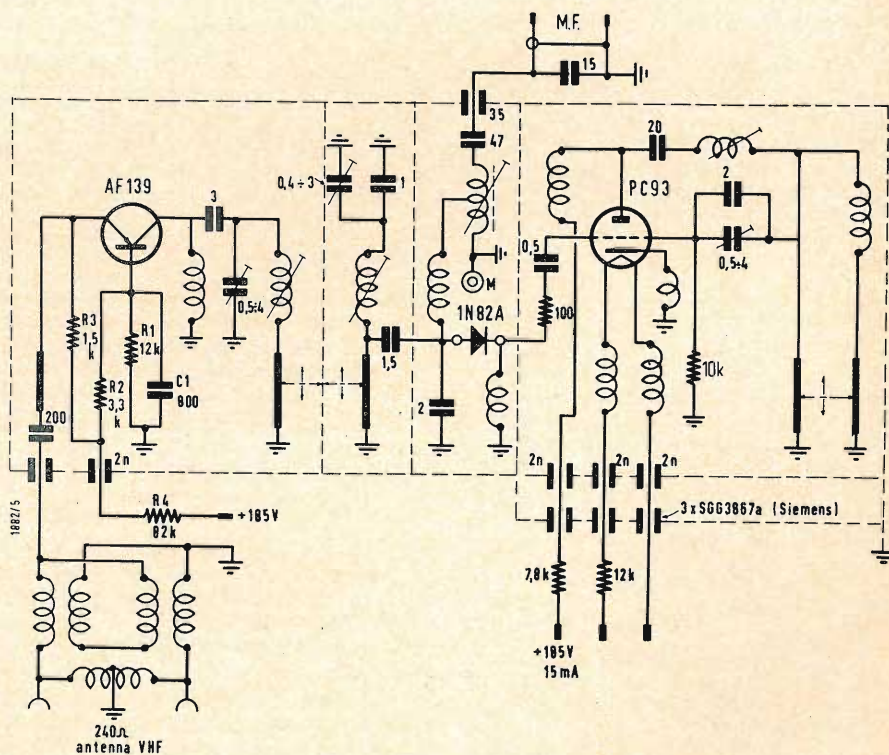



Fig. 2 - Circuito completo del nuovo sintonizzatore per UHF della Grundig.

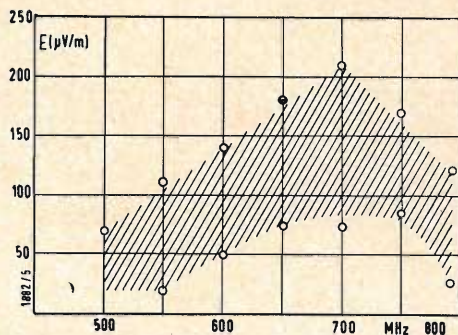



Fig. 3 - Irradiazione del sintonizzatore per UHF con transistore AF139 in entrata. Misure eseguite su 10 esemplari.

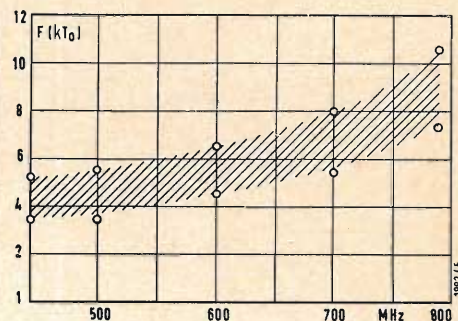



Fig. 4 - Fattore di rumore totale del sintonizzatore per UHF. Misure eseguite su 20 esemplari

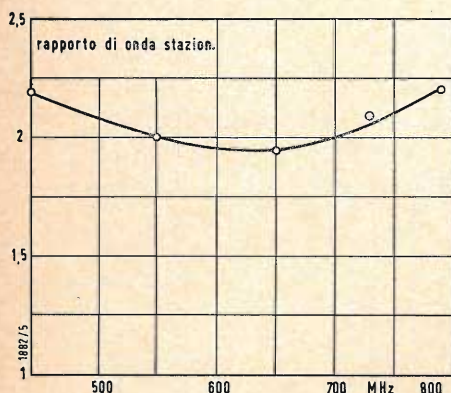



Fig. 5 - Rapporto di onda stazionaria all'entrata dell'antenna. Misura eseguita con cavo coassiale.

plificazione della costruzione, un aumento della sicurezza di funzionamento una diminuzione del riscaldamento e da una diminuzione delle tensioni di alimentazione.

Il mesa-transistore viene montato con base a massa (fig. 1); tale circuito è vantaggioso perché si ha una maggiore amplificazione nell'estremità superiore della banda e perché è minima l'influenza del circuito di uscita sul circuito di entrata. Il segnale in entrata arriva all'emettitore del transistore attraverso un condensatore di blocco da 200 pF. La base del transistore è portata immediatamente a massa attraverso il condensatore C_1 da 800 pF. Il collettore viene accoppiato capacitativamente ed in modo lasco al circuito primario del filtro di banda in UHF, in modo da tener bassa l'irradiazione della frequenza di oscillatore. Il punto di lavoro del transistore viene fissato per mezzo del divisiore di tensione R_1/R_2 e la resistenza di emettitore R_3. Si ottiene così una corrente di emettitore di 1,5 mA corrispondente alla minima tensione di rumore. Per poter alimentare il transistore con la normale tensione continua da 185 V si inserisce la resistenza R_4 da 83 kΩ. La tensione fra emettitore e massa vale 9-10 V. L'altra resistenza R_2 offre anche il vantaggio di una buona stabilizzazione della corrente. Inoltre con questa soluzione, che si trova anche in altri apparecchi, che comprendono oltre alle valvole dei transistori, rende inutile l'adozione di un alimentatore particolare per transistori.

Affinché lo stadio in entrata abbia il migliore comportamento possibile in alta frequenza si salda il transistore direttamente nel circuito, con ciò si evitano fra l'altro le induttanze dello zoccolo. È noto inoltre come i transistori abbiano una elevatissima sicurezza di esercizio, si può quindi scegliere questo montaggio senza alcuna preoccupazione.

Nella fig. 5 è rappresentata la dispersione delle misure del fattore di rumore totale eseguite su 20 esemplari. Nella maggior parte degli esemplari il valore medio a 470 MHz è sui 4 kT_0 ed a 790 MHz sui 9 kT_0. Questo è un notevole miglioramento rispetto alle entrate a valvole per le quali il rumore è sui 12-20 kT_0. La maggiore sensibilità che così si ottiene è molto utile per gli apparecchi portatili che devono accontentarsi di una antenna poco efficiente.

La fig. 5 riporta il rapporto di onda stazionaria all'entrata dell'antenna. La resistenza in entrata è uguale a 100 Ω circa. Nella fig. 1 si vede il sintonizzatore aperto con gli elementi di sintonizzazione. *A*

Alla Pirelli un elaboratore elettronico Olivetti

È stato installato in questi giorni, nei Laboratori di Ricerca del Settore Elettrico negli stabilimenti di Milano-Bicocca della Pirelli S.p.A., un elaboratore elettronico Olivetti « Elea 6001 », fornito di memoria a nuclei magnetici di 10.000 caratteri e due nastri magnetici.

L'elaboratore, che è completamente transistorizzato, è stato posto in una stanza attrezzata in maniera particolare, con condizionamento d'aria per la temperatura costante e con pavimento in marmo.

L'elaboratore aiuterà a risolvere problemi di ricerca nell'ambito del Settore Elettrico della Pirelli.

Oltre alla « Elea 6001 », la Pirelli utilizza altri 7 elaboratori elettronici per diverse finalità ed è inoltre dotata di numerosi Centri Meccanografici di tipo tradizionale.

(c.p.)

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Condor Mod. P6 - P63 - P63L

1. - GENERALITÀ

I televisori CONDOR serie P6, P63, P63L sono costruiti dalla Ditta GALLO S.P.A. di Milano. Le caratteristiche generali per ciascuno di questi tipi sono le seguenti:

Modello P6: Cinescopio 19″ AW 47/91. Ricezione VHF 8 canali più 4 e UHF. Valvole usate 17, diodi a cristallo n° 4. Funzioni di valvola 24. Altoparlante 1, diametro 77 × 179. Regolatore di tonalità a rotazione. Antenna a 300 Ω. Tasto di comando per il passaggio rapido dal 1° al 2° programma. Comando di rilievo a tasto. Mobile di lusso.

Modello P63: Cinescopio 23″ AW 59/90 oppure 23 BCP 4. Numero canali VHF e UHF e come il precedente. Valvole 17 più 4 diodi. Funzioni di valvola 24. Altoparlante n° 1, diametro 77 × 179 mm. Regolatore di tonalità a rotazione. Antenna con presa a 300 Ω. Alimentazione 220 V, 150 W. Dimensioni 71,5 × × 50 × 41 cm. Peso 32 kg.

Modello P63L: Cinescopio 23″ AW 59/90 oppure 23 BCP 4. Numero canali VHF 8 + 4 e UHF. Valvole usate n° 17 più 4 diodi. Funzioni di valvola 24. Altoparlanti n° 2-1, diametro 77 ×

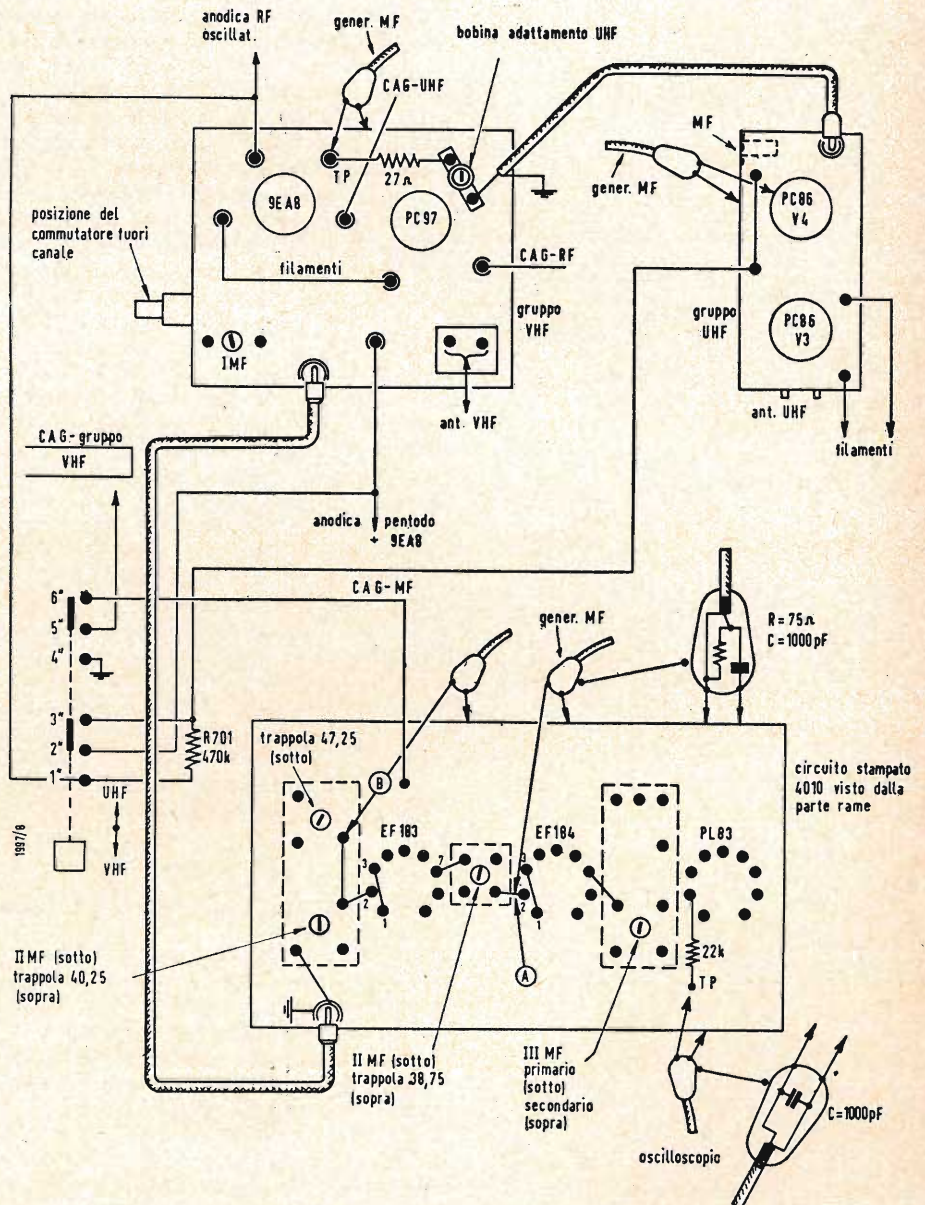



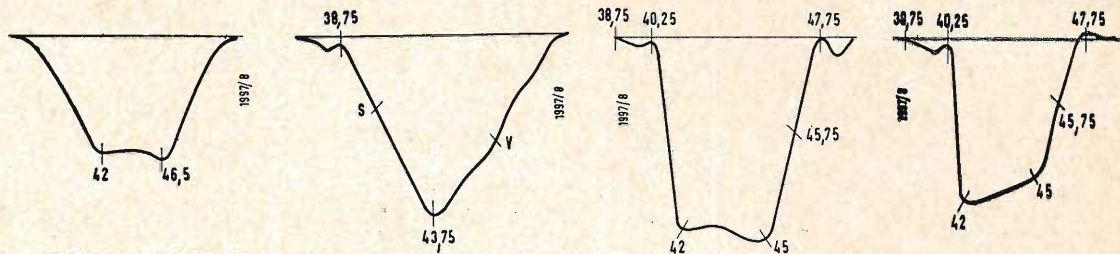
Fig. 1 - Disposizione dei componenti da regolare, nel corso della taratura.

Da sinistra a destra: Fig. 2 - Risposta di media frequenza. Fig. 3. Fig. 4. Fig. 5 - Fasi successive della messa a punto della media frequenza.

Fig. 6 - Anello di accoppiamento.

179 mm, 1,74 × 128 mm. Regolatore di tonalità a rotazione, antenna presa a 300 Ω. Alimentazione 220 V, 150 W. Dimensioni 72,5 × 53,5 × 43,5 cm. Peso kg 32. Mobile di gran lusso, cristallo sferico. Tasto di comando per il passaggio rapido dal 1° al 2° programma. Comando di rilievo a tasto.

2. - VALVOLE

V_1 = PC97; V_2 = 9EA8, V_3 = PC88, V_4 = PC86, V_5 = EF183, V_6 = EF184, V_7 = PL83, V_8 = EF184, V_9 = PCL82, V_{10} = PL84, V_{11} = PCF80, V_{12} = EAA-91, V_{13} = ECC81, V_{14} = PL36, V_{15} = DY87, V_{16} = PY81, V_{17} = 50R5, V_{18}= cinescopio. Diodi: OA73, OA81, 2/OA79

3. - SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico, riportato come al solito nella rubrica archivio schemi, è valido per gli apparecchi con numero di telaio dal 116001 a 125000. I valori delle tensioni segnati sullo stesso si intendono senza segnale.

4. - MODIFICHE ALLO SCHEMA

Dal numero di matricola 117400 in poi, è stato modificato il valore della R_{605} da 4,7 k a 3,9 k per eliminare l'effetto Barkhausen in UHF.

Dalla matricola 118600 in poi, il valore della bobina di picco 4010-25 da 150μH è stato portato a 300 μH, eliminando la bobina 2208-36.

Dal numero di matricola 118800 in poi, è stata sostituita la valvola 50R5 rinforzata.

Dal numero di matricola 120640 in poi, il filo relativo il CAG/UHF è stato spostato dal punto 2 al punto 4 del circuito stampato 4010.

Dal numero di matricola 120840 in poi è stata aggiunta la cellula di filtro sull'alimentazione anodica del gruppo UHF, composta da C_{704} e R_{704}.

Dal numero di matricola 121670 in poi è stato modificato il valore della resistenza R_{500} da 820.000 Ω a 1,5 MΩ e quella della resistenza R_{510} da 470.000 Ω a 1 MΩ.

Dal numero di matricola 122.784 in poi il valore della resistenza R_{265} è stato portato da 330.000 a 220.000.

Dal numero di matricola 122.812 in poi, il valore del potenziometro di contrasto R_{215} è stato ridotto da 0,002 MΩ a 0,001 MΩ.

Dal numero di matricola 123.001 in poi il trasformatore della EAT è stato modificato mettendo una resistenza da 0,8 Ω in serie ai filamenti.

Dal numero di matricola 123.740 in poi la valvola V_3 — PC86 — del gruppo UHF è stata sostituita con la valvola PC88.

5. - CIRCUITI STAMPATI

C.S. 4010 comprende la V_5, V_6, V_7 la 2° media frequenza 4010-12-13, la 3° media frequenza 4010-14, e la 4ª media frequenza 4010-16-17.

C.S. 4011 comprende: V_8, V_9 e la sezione audio 4005-8 e 4005-9.

C.S. 4012 comprende la V_{10}.

C.S. 4014 comprende: V_{11}, V_{12}, V_{13}.

Il gruppo UHF, 2497-35 comprende la V_3 e la V_4 il gruppo VHF 2563 la V_1 e la V_2.

6. - ISTRUZIONI PER LA TARATURA DELLA MEDIA FREQUENZA DEL CIRCUITO STAMPATO

La disposizione dei vari componenti che occorre ritoccare è chiaramente visibile in figura 1.

6.1. - III media frequenza

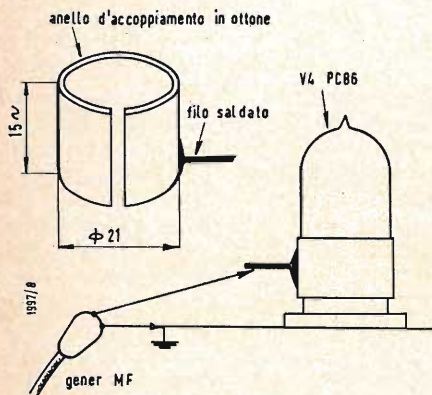
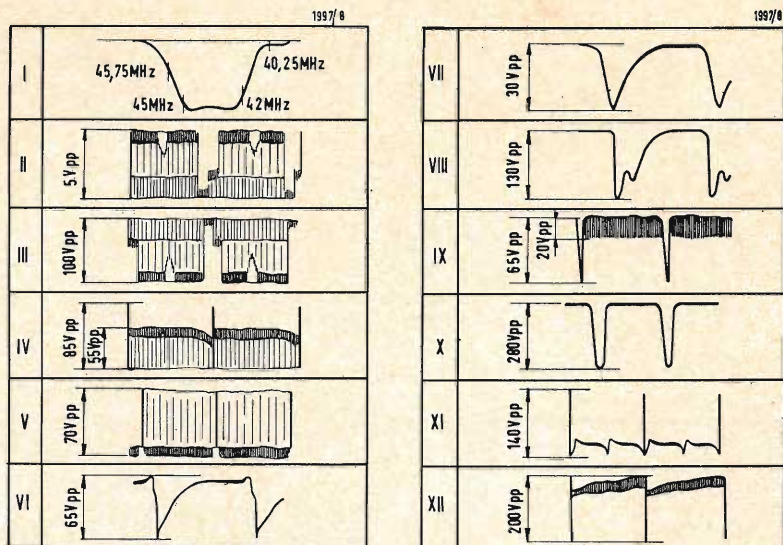
Il generatore di media frequenza deve essere attaccato al punto « A ». Premere il pulsante VHF/UHF sulla posizione VHF. I nuclei delle bobine dovranno essere tarati dall'esterno dell'avvolgimento e la curva dovrà avere le caratteristiche della curva riportata in figura 2.

Attaccare il generatore al punto « B » con il *CAG* a — 1 V.

a) tarare il nucleo inferiore in modo da ottenere la punta della curva a 43,75 MHz come indicato in figura 3.

b) Tarare il nucleo a 38.75 (nuclei verso l'esterno).

6.2. - Curva di media frequenza totale

Collegare il generatore di media frequenza al punto TP del gruppo VHF con il CAG a-1 volt.

Figg. 7, 8 - Forme d'onda che devono essere riscontrate nei diversi e corrispondenti punti dello schema elettrico.

a) tarare le trappole 40,25 e 47,75 MHz sui rispettivi marker.
b) tarare la media frequenza del gruppo VHF con il marker, al 40 % del pendio rispetto alla linea zero.
c) tarare la 2ª media, frequenza per il massimo del marker a 42 MHz.
d) se è opportuno bilanciare la 3ª media frequenza (figura 4).
L'attenuatore del generatore deve essere regolato in modo da ottenere 1 V_{pp}. al TP del circuito stampato; con questa tensione l'amplificatore verticale dell'oscilloscopio è tarato in modo da avere 40 mm d'ampiezza/immagine.

7. - ISTRUZIONE PER LA TARATURA DELLA MEDIA FREQUENZA DEL GRUPPO UHF

Realizzare un anello di accoppiamento simile a quello indicato in figura 6. Allo scopo di ottenere la curva di risposta totale in UHF collegare il generatore di media frequenza, attaccato sull'anello di accoppiamento, sulla valvola *V* PC86. Cag MF - 2,5 volt.
a) premere il pulsante VHF/UHF sulla posizione UHF.
b) tarare la media frequenza (bobina di adattamento) del gruppo VHF per il massimo di ampiezza.
c) tarare la media frequenza UHF fermandosi non appena si è raggiunta la posizione di bilanciamento. (figura 5).

8. - FORME D'ONDA

Nelle figure 7 e 8 sono riportate le varie forme d'onda, con i relativi valori di tensione, che si devono riscontrare nei vari punti del circuito che nello schema elettrico sono segnati con dei numeri romani.
Allo scopo di evitare indesiderabili fenomeni di sovraccarico è opportuno agire in modo tale da ottenere le oscilloscopie con le minori tensioni possibili all'uscita del generatore panoramico.
Da quanto abbiamo detto più sopra risulta evidente che per effettuare i suddetti controlli il radiotecnico dovrà essere in possesso di un generatore panoramico avente una frequenza centrale di 43 MHz, ed una ΔF di $\pm$ 5 MHz al minimo, accoppiato ad un marker. Di un oscilloscopio adatto alla riproduzione delle curve di risposta di media frequenza e di una pila con partitore di tensione atta a fornire i potenziali negativi richiesti dell'ordine massimo di 2,5 volt.

9. - NOTE SULLA RIPARAZIONE DEI TELEVISORI

9.1. - Individuazione rapida dello stadio nel quale ha sede un guasto

Prima di iniziare la ricerca sistematica di un guasto, un radioriparatore deve essere in condizioni di stabilire a colpo d'occhio, osservando lo schermo di un TV, verso quali stadi debba orientare le ricerche. A questo proposito diamo alcune note esplicative che saranno senz'altro della massima utilità per i tecnici, facendo presente che con il termine di *raster s'intende il quadro luminoso prodotto dalle righe di analisi sullo schermo del cinescopio, in assenza di immagini.*

9.2. - Il televisore non funziona, manca il raster, e di conseguenza l'immagine, anche il suono è assente

Qualora in un televisore si riscontrino i suddetti fenomeni si può senz'altro concludere che il guasto ha la sua sede nel circuito di alimentazione. Natural-

Le assise del colore

(segue da pag. 337)

I televisori a colori costeranno in un primo tempo circa il triplo di quelli in bianco-nero, che d'altronde consentiranno sempre una perfetta ricezione in bianco-nero delle trasmissioni a colori.

Sarà però bene che sin d'ora o per lo meno quando saranno maturate le decisioni europee, i tecnici e l'industria specializzati in TV, incomincino a dedicarsi con attenzione alla nuova tecnica della TV a colori, per trovarsi preparati ad affrontare i problemi della progettazione e produzione dei televisori a colori.

E' facile comunque prevedere che la prima diffusione dei televisori a colori, si verificherà nel nostro Paese (sulle precedenti esperienze dell'inizio della TV) sotto il profilo di ricezioni collettive in locali pubblici per attirarvi il pubblico come primizia, anzichè come ricezione domestica individuale .

Ciò per un duplice motivo di prudente attesa e di sensibile costo del televisore.

Comunque l'industria ed il commercio radio-TV non hanno attualmente da temere alcuna influenza o dannosa concorrenza da questi primi passi della TV a colori. A.

mente il controllo preliminare sarà rivolto verso la spina della corrente di rete, il cordone di alimentazione, i fusibili ed il trasformatore di alimentazione. Se i filamenti non si accendono, e sono disposti in serie fra di loro, l'eventuale ricerca del filamento interrotto sarà facilitata dall'uso di un comune rivelatore al neon. Nel caso in cui un filamento emetta una luce molto superiore al normale, ciò significa che si è in presenza di un corto circuito fra il circuito di accensione e lo chassis. Generalmente si tratta di un corto circuito che si verifica fra il filamento ed il catodo della valvola interessata. In questo caso è consigliabile di spegnere immediatamente il televisore, allo scopo di non danneggiare gli altri filamenti i quali sarebbero sottoposti ad una tensione superiore al normale, mentre la causa del corto circuito si cercherà con l'ausilio dell'ohmetro (controllo a freddo). Se invece il filamento bruciato, od in corto circuito, appartiene ad un circuito di accensione alimentato in parallelo le ricerche sono alquanto facilitate. Qualora il circuito di accensione risulti in ordine, le ricerche dovranno essere orientate verso gli altri settori del circuito di alimentazione valendosi dell'ausilio di un ohmetro e adottando la stessa prassi comune per il controllo dei radioricevitori.

9.3. - In un televisore mancano la immagine e l'audio ed il raster è presente

La presenza del raster permette di stabilire a priori che:
1) l'anomalia non può interessare l'amplificatore video dato che in tal caso l'audio sarebbe presente.
2) Non possono essere in avaria i circuiti relativi l'amplificatore di media frequenza audio, del rivelatore audio e dell'amplificatore di bassa frequenza perchè in tal caso l'aimmagine sarebbe senz'altro visibile.
3) la sezione relativa la base dei tempi di riga e di quadro, funziona regolarmente.
4) le tensioni del cinescopio non hanno subìto notevoli alterazioni.
Di conseguenza si arriva alla conclusione che il guasto dovrà essere ricercato in quella parte del circuito che è compresa fra l'ingresso di antenna e il rivelatore video e precisamente:
1) Amplificatore a radio frequenza;
2) Oscillatore-mescolatore;
3) Amplificatore di media-frequenza comune video-audio.
4) Rivelatore video.

9.4. - L'audio è presente, manca il raster e perciò anche l'immagine.

La presenza del suono e la mancanza del raster, e perciò dell'immagine, consente di stabilire che funzionano regolarmente:
1) L'amplificatore a radio frequenza.
2) L'oscillatore-mescolatore.
3) L'amplificatore comune audio-video a media frequenza.
4) Il rivelatore video.
Il guasto dovrà perciò essere ricercato negli stadi che interessano il circuito della base dei tempi con i seguenti sottocasi:
a) Se lo schermo non si illumina e la tensione di griglia schermo del tubo catodico è regolare, ciò significa che la base dei tempi funge regolarmente e che il guasto è da ricercare nella raddrizza trice EAT. Se invece la tensione di griglia suddetta risulta più bassa del normale il guasto potrà interessare il circuito di uscita di riga.
b) Sullo schermo compare una macchia non nitida. Si tratta di un anomalia che difficilmente si manifesta improvvisamente. Essa in linea di massima è dovuta ad una imperfetta regolazione della trappola jonica.
c) Sullo schermo è presente solo una riga orizzontale. Tale anomalia dipende esclusivamente dal cattivo funzionamento della base dei tempi di quadro oppure dalle bobine di deflessioni interessanti tale circuito. In presenza di un simile fenomeno il televisore deve essere immediatamente spento o per lo meno se ne deve attenuare la luminosità allo scopo di non danneggiare il tubo catodico.

9.5. - L'audio ed il raster sono presenti, manca l'immagine

La presenza del suono conferma che l'amplificatore a radio frequenza, il circuito oscillatore-mescolatore, l'amplificatore comune a media frequenza ed il rivelatore video funzionano regolarmente. Infatti se così non fosse non sarebbe presente il battimento a 5,5 MHz che consente la ricezione del suono. D'altra parte la presenza del raster conferma che la base dei tempi di riga e di quadro funzionano regolarmente. Ciò ci permette di stabilire che il guasto dovrà essere ricercato nell'amplificatore video.
Raramente l'oscillatore può essere talmente spostato da non permettere la ricezione dell'immagine, ad ogni modo questo caso lo esamineremo in una delle prossime note.

9.6. L'immagine è presente perciò anche il raster. Manca l'audio.

È chiaro che in queste condizioni il guasto deve essere ricercato esclusivamente in quei circuiti che interessano la parte audio e che vanno dall'altoparlante, tramite l'amplificatore a bassa frequenza, il rivelatore audio l'amplificatore a media frequenza audio, al circuito accordato a 5,5 MHz. Si tratta di un tipo di guasto facilmente rintracciabile dato che la prassi da seguire è indicata a quella propria dei ricevitori a modulazione di frequenza. *A*

dott. ing. Giuseppe Baldan

Amplificatore stereo a transistori

Con una reazione negativa di 72 dB applicata ad uno stadio di uscita equipaggiato con 4 transistori accoppiati in corrente continua si riduce la distorsione armonica ad un centesimo dell'1% con potenze di uscita dell'ordine dei 200 W.

PER OTTENERE una distorsione molto bassa negli amplificatori di potenza a transistori occorre usare una reazione negativa molto superiore ai normali 15-20 dB. L'amplificatore a due canali illustrato nelle fig. 1, 2 e 3 (realizzato dalla Lafayette Radio Electronics Co.) usa infatti una reazione negativa di 72 dB, in un circuito comprendente 5 stadi, al fine di ottenere una distorsione armonica totale inferiore ad un centesimo dell'1%. Questo valore molto elevato della reazione è reso possibile dall'uso di accoppiamenti in corrente continua, in modo da eliminare gli sfasamenti provocati dai trasformatori interstadio. L'amplificatore impiega un nuovo stadio di uscita in push-pull classe B contenente quattro transistori di potenza per ciascun canale. Ciascun canale può fornire 100 W di potenza musicale, oppure 80 W di potenza sinusoidale continua, su un carico da 4 Ω, oppure 50 W di potenza sinusoidale continua su un carico da 8 Ω. La superficie dei dispersori di calore è però proporzionata solo per il caso della riproduzione musicale.

A causa della eliminazione dei trasformatori e dei condensatori di accoppiamento l'amplificatore può venire occasionalmente sovraccaricato senza che ne segua una distorsione sensibile. Al di sopra del punto di sovraccarico esso attenua nettamente e poi si riprende immediatamente, contrariamente a quanto avviene con i tubi elettronici, e quindi i segnali normali che seguono il sovraccarico passano indistorti. A causa delle ottime caratteristiche di sovraccarico dell'amplificatore si è prevista una amplificazione di tensione eccezionalmente elevata (40 dB) in modo da poterlo fare lavorare a livelli di potenza più elevati.

Il rumore rimane a — 90 dB anche con l'alta amplificazione e la curva di frequenza si estende fino a 100.000 Hz. Il circuito di entrata prevede due entrate: una a 0,2 V e 25.000 Ω per i preamplificatori a transistori e una a 1,5 V e 175.000 Ω per i preamplificatori a tubi.

* Di R. S. BURWEN, tradotto da *Audio*, novembre 1962, pag. 40.

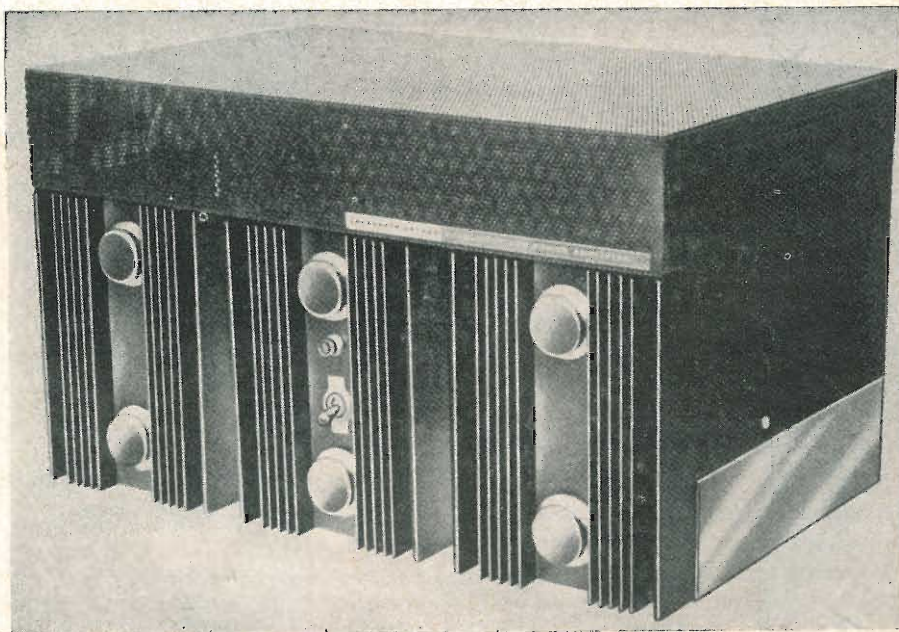



Fig. 1 - Amplificatore di potenza stereo transistorizzato da 200 W (mod. LA. 280 della Lafayette).

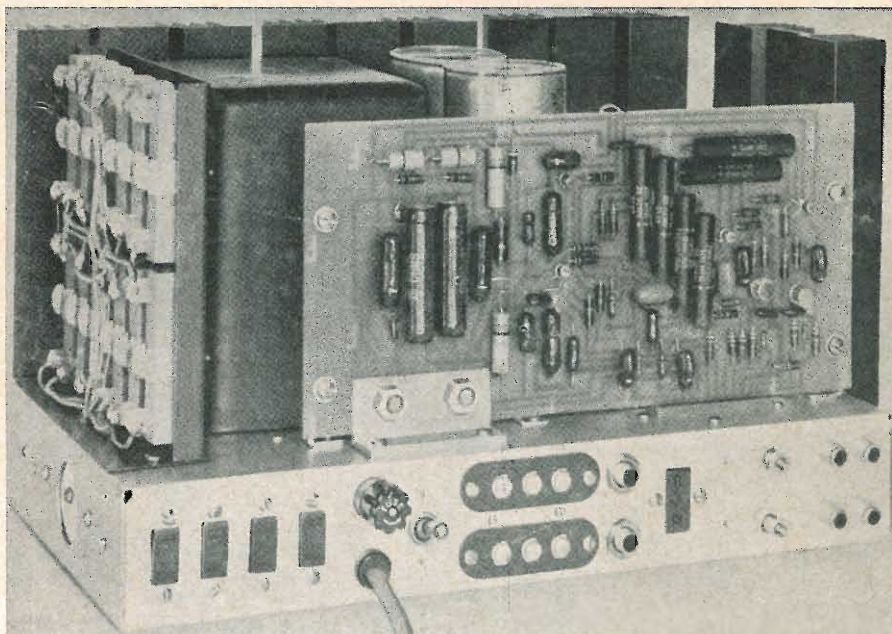



Fig. 2 - Vista posteriore dell'amplificatore con il pennello a c'rcu'to stampato innestabile.

Una caratteristica poco comune di questo amplificatore è il fatto che esso «preferisce» un carico costituito da altoparlanti elettrostatici. Invece di causare delle oscillazioni, il carico capacitivo degli altoparlanti elettrostatici rende l'amplificatore più stabile. Questa alta stabilità viene ottenuta con un circuito di isolamento che separa il carico dal circuito di reazione principale. Quindi qualsiasi carico capacitivo collegato ai terminali appositivamente previsti non provoca alcuna oscillazione. La costruzione dell'amplificatore è particolarmente robusta ed il pannello a circuito stampato, montato verticalmente nella parte superiore dello chassis, si presta molto bene alla manutenzione, essendo montato ad innesto sullo chassis.

1. - STADIO DI USCITA

Poichè lo stadio di uscita (fig. 4) è accoppiato in c. c. all'altoparlante, sono necessarie due alimentazioni separate non regolate a + 35 e — 35 V. Ciascun alimentatore è equipaggiato con una coppia di raddrizzatori al silicio da 25 A che alimenta un condensatore da 5000 μF. Il ronzio e la modulazione provocati da questi alimentatori vengono eliminati, dalla reazione negativa estremamente forte.

La fig. 5 mostra uno schema semplificato dello stadio di uscita nel quale i transistori Q_5 e Q_6 del canale sinistro vengono sostituiti da un unico transistore Q_A, ed i transistori Q_7 e Q_8 sono sostituiti da Q_B. Il segnale di modulazione viene applicato fra la base e lo emettitore di Q_A. Quando Q_A conduce in pieno esso collega il carico, attraverso CR_4, alla tensione di + 35 V, si ottiene così un'uscita di circa + 35 V.

Quando Q_A viene invece comandato verso la posizione di blocco, il raddrizzatore CR_4 stacca il suo collettore dal carico R_L e permette alla corrente che passa in R_A di «aprire» il transistore Q_B. Quando Q_B conduce in pieno la tensione in uscita ai capi di R_L si avvicina a — 35 V e nessuna corrente di carico passa attraverso Q_A. Questo circuito di uscita non è simmetrico, però ha il vantaggio di non richiedere dei transistori di comando a basso livello per potere trattare l'oscillazione di 70 V da picco a picco. È praticamente impossibile bruciare un transistore di comando a causa di un sovraccarico dello stadio di uscita.

La distorsione armonica in questo tipo di circuito è molto alta perchè l'amplificazione durante il semiciclo negativo è molto maggiore di quella che si ha durante il semiciclo positivo. Quando Q_A tratta l'uscita positiva esso «vede» un carico R_L e l'amplificazione di corrente dalla base di Q_A all'uscita è quella del transistore Q_A. Durante il semiciclo negativo il transistore Q_A conduce corrente solo attraverso R_A e comanda il transistore Q_B come uno stadio con carico sull'emettitore. Quindi l'amplificazione di corrente durante il semiciclo neg-tivo è uguale pressapoco al prodotto delle amplificazioni di Q_A e Q_B. L'uscita assomiglia quindi ad una onda sinusoidale rettificata per le sole semionde negative. Ciò che rende tollerabile questa elevatissima distorsione in circuito aperto è il valore enorme della controreazione.

Per vedere l'effetto della distorsione sul comportamento complessivo, si può calcolare facilmente la distorsione in circuito chiuso, usando l'equazione che dà l'amplificazione in circuito chiuso (G) in funzione dell'amplificazione nel circuito aperto (A) e del fattore di controreazione (b):

$$G = \frac{A}{1 - \beta A}$$

Durante il semiciclo positivo A è uguale a 200.000, ossia 106 dB. L'amplificazione in circuito chiuso è invece uguale a 100, ossia 40 dB, a meno di 0,05%. Anche se l'amplificazione in circuito aperto dovesse diventare infinita durante il semiciclo positivo la massima variazione di G sarebbe del 0,05% perchè G diventa esattamente uguale a 100 solo quando A è uguale ad infinito.

Perciò con una controreazione di 66 dB il semiciclo negativo è al massimo 0,05 per cento superiore al semiciclo positivo. La distorsione dovuta a questa forma d'onda corrisponde a quella di una onda sinusoidale raddrizzata avente una ampiezza da picco a picco del 0,012%. La componente predominante (seconda armonica), derivata con l'analisi di Fourier è uguale ad appena il 0,0053%. In pratica la controreazione non diventa infinita durante il semiciclo positivo, ma solo 96 dB.

Con questo tipo di stadio di uscita il segnale di errore all'interno dell'amplificatore è uguale praticamente ad una semionda raddrizzata. Quindi la distorsione in uscita è molto bassa.

Quando si misura il segnale di errore con un voltmetro elettronico normale si

TABELLA 1.

Riepilogo delle misure di distorsione

	Frequenza	Canale Sinistro		Canale Destro	
	Hz	Potenza (W)	Armoniche(%)	Potenza (W)	Armoniche(%)
Carico da 4 Ω	15	64,8	0,0180	64,0	0,050
	100	90,0	0,0130	90,0	0,042
	1.000	81,0	0,0110	85,0	0,044
	10.000	39,0	0,3500	45,0	0,220
Carico da 8 Ω	15	45,0	0,0095	46,0	0,016
	100	48,0	0,0070	46,0	0,011
	1.000	43,0	0,0070	48,0	0,007
	10.000	40,0	0,0110	40,0	0,095

legge un valore uguale alla metà di quello che si avrebbe con un'onda sinusoidale piena. Il fattore di controreazione medio calcolato in base alla misura del segnale in entrata e di quello di errore è quindi 6 dB maggiore del suo valore di 66 dB durante il semiciclo positivo, ossia 72 dB. Da quanto precede si vede che è il valore della controreazione durante il semiciclo a bassa amplificazione quello che conta realmente per la riduzione della distorsione. Ma perchè si è scelta una distorsione così alta in partenza, quando esistono tanti circuiti molto più simmetrici?

Fra i moltissimi circuiti provati questo stadio di uscita è stato l'unico che ha dato delle caratteristiche di amplificazione e di fase che garantivano la massima stabilità di reazione durante il semiciclo a bassa amplificazione. Il vantaggio si ha sopratutto verso il limite di sovraccarico nel quale quasi tutte le combinazioni di stadio di comando e di stadio di uscita aumentano in modo eccessivo il ritardo per le alte frequenze, facilitando l'innesco di oscillazioni.

Lo stadio di potenza completo (fig. 4) usa quattro transistori di potenza per canale per dare circa il doppio in tensione e potenza di quanto non dia il circuito della fig. 5. Nello stadio completo il transistore di potenza Q_5, con emettitore comune, comanda con il suo emettitore un transistore uguale Q_6. La tensione di base di Q_6 è fissata per mezzo del divisore resistivo R_{23}, R_{24} e R_{25} che divide in parti uguali fra Q_5 e Q_6 la tensione totale alla massima ampiezza negativa. Poichè Q_6 è comandato più o meno come un amplificatore a base comune, la sua corrente di collettore è molto vicina a quella di Q_5. Perciò la combinazione di Q_5 e Q_6 può sopportare una impedenza di carico

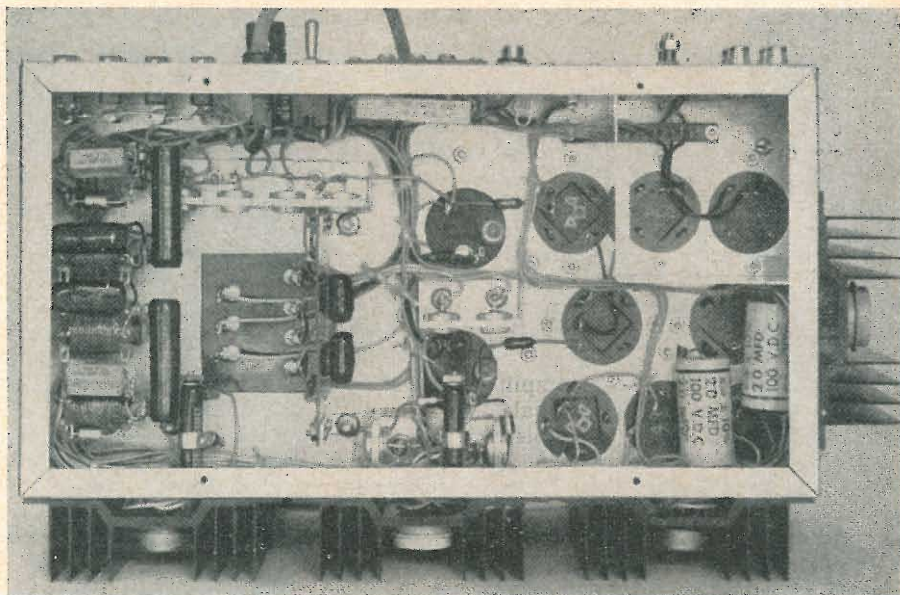



Fig. 3 - L'amplificatore visto dal di sotto.

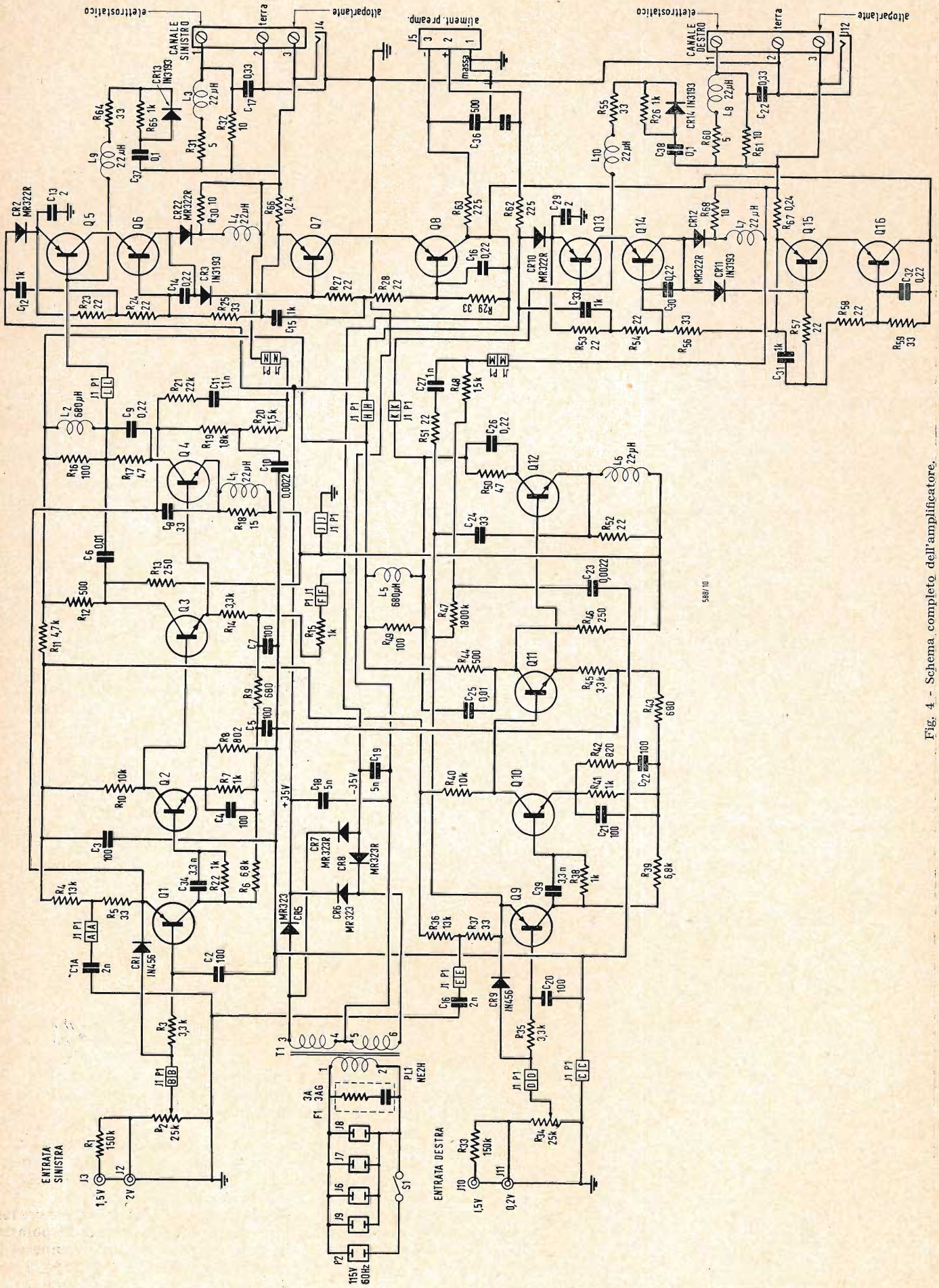



Fig. 4 - Schema completo dell'amplificatore.

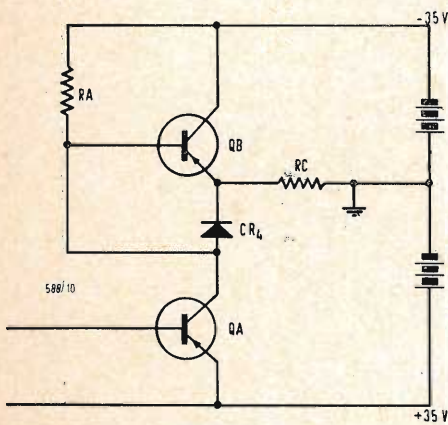



Fig. 5 - Rappresentazione semplificata dello stadio di uscita.

doppia di quella che potrebbe essere comandata solo da Q_5.

Durante il semiciclo negativo il segnale di collettore di Q_6 comanda Q_7 attraverso lo stabilizzatore CR_3 nello stesso modo nel quale Q_A comanda Q_B nella fig. 5. Il raddrizzatore CR_4 si comporta esattamente come nella fig. 5, cioè stacca il collettore di Q_6 dal carico durante i semicicli negativi. Q_8 ha il carico sull'emettitore e la sua funzione è quella di assorbire una tensione positiva massima uguale a quella di Q_7. La tensione in entrata sulla base di Q_8 è determinata dal divisore R_{27}, R_{28}, R_{29}. Il condensatore C_{15} è usato per portare i segnali di comando ai due transistori Q_7 e Q_8 in modo che quando l'uscita è completamente negativa ci sia una corrente sufficiente per saturare Q_7 e Q_8. Analogamente C_{12} serve per aumentare la corrente di comando per uscita completamente positiva fino a saturare Q_6.

Nonostante l'alta non linearità in circuito aperto di cui abbiamo parlato prima è pur sempre necessario minimizzare la distorsione di incrocio. Altrimenti la distorsione in circuito chiuso aumenta con i segnali bassi, e ciò non si può ammettere. Non ci deve essere alcuna zona nella quale né Q_6 nè Q_8 contribuiscono a dare una uscita.

Normalmente la corrente di collettore in assenza di segnale che passa attraverso Q_5 e Q_6 è uguale a 450 mA. Questa corrente passa quasi completamente attraverso CR_3 ed il divisore R_{27}, R_{28} e R_{29}. Anche Q_7 e Q_8 in assenza di segnale sono percorsi da una corrente di 450 mA che passa attraverso R_{23} R_{24} e R_{25}. Quindi in assenza di segnale tutti i quattro transistori sono polarizzati in un campo di alta amplificazione. La distorsione di incrocio è allora determinata dalla corrente che passa attraverso CR_4 senza segnale, in quanto questo raddrizzatore conduce solo quando l'uscita è positiva. La corrente che passa in CR_4, in assenza di segnale, è determinata dalla tensione che si ha ai suoi capi che a sua volta è determinata dalla tensione ai capi di CR_3 meno la tensione base-emettitore di Q_7, meno circa 5 mV di tensione ai capi di R_6. La tensione effettiva di 0,5 V ai capi di CR_4 in assenza di segnale produce una corrente di circa 20 mA, un valore sufficiente per ridurre la distorsione di incrocio ad un livello accettabile.

Poichè la corrente che passa attraverso un raddrizzatore di questo tipo aumenta di circa 9 volte ogni volta che la tensione diretta aumenta di 1 mV, essa tende ad aumentare molto con la temperatura a causa del coefficiente di temperatura del diodo base-emettitore di Q_7 che è uguale a $-2,5$ mV/°C. Inoltre anche CR_4 ha un coefficiente di temperatura simile, però questo viene compensato dal coefficiente proprio di CR_3. Si impedisce che la corrente aumenti in modo eccessivo alle alte temperature introducendo la resistenza di emettitore R_{66} da 0,24 Ω.

La stabilità di temperatura dello stadio di potenza viene mantenuta non solo con questa degenerazione di emettitore, ma anche con il circuito di reazione principale. Una reazione del 100% in corrente continua fra uscita ed entrata mantiene nullo il valore medio dell'uscita, indipendentemente dagli spostamenti dello stadio di uscita o degli altri stadi dell'amplificatore.

Il circuito di uscita finora descritto funziona molto bene alle basse frequenze però dà degli inconvenienti alle frequenze più alte a causa della bassa velocità di ricupero di CR_4. Quando l'uscita da positiva diventa negativa c'è un punto di transizione nel quale Q_5 e Q_6 conducono molto debolmente, mentre Q_7 e Q_8 iniziano a condurre. Q_7 non può iniziare a condurre se prima non viene polarizzato nel senso diretto dalla corrente che passa attraverso R_{27}. Poichè CR_4 si comporta come un condensatore molto grande, occorre un certo tempo prima che la tensione diretta ai capi di CR_4 diminuisca al punto tale da permettere che parte della corrente che passa attraverso CR_3 possa essere deviata sulla base di Q_7.

Con una entrata ad onda quadra l'uscita commuta dal valore negativo a zero e poi rimane costante fino a che CR_4 scarica, cioè fino a quando Q_7 e Q_8 possono iniziare a condurre e commutare l'uscita al valore positivo. Questo gradino nell'uscita dura per circa 10-20 μ sec e dà quindi dei pessimi risultati con le alte frequenze. Per rimediare a questo inconveniente dovuto ad un accumulo di cariche in CR_4 si è aggiunta una bobina L_4 da 22 μH in parallelo alla resistenza R_{30}. Durante il periodo di conduzione di Q_5 e Q_6, L_4 accumula una energia sufficiente per far diventare negativa la base di Q_7, e quindi fare condurre rapidamente Q_7 e Q_8. Con queste bobine si allarga la banda utile dell'amplificatore nel rapporto di 1 : 3.

Quando si usano dei transistori di potenza audio l'unico sistema per ottenere la piena potenza al di sopra della frequenza di taglio β, uguale di solito a 4000 Hz, consiste nell'aumentare il segnale di commutazione, in ambedue le direzioni, al di sopra del livello richiesto alle basse frequenze. Ciò che limita la potenza alle alte frequenze è la massima velocità di commutazione disponibile. Per favorire la commutazione rapida di apertura di Q_5 si fornisce una alta corrente di base con un transistore di comando al silicio da 15 W, Q_4. La sua massima frequenza viene partata a 10.000 Hz, con il condensatore C_9 collegato in parallelo alla resistenza di limitazione del collettore R_{17}. Il transistore Q_4 può portare fino a 0,7A di punta alle alte frequenze.

Poichè Q_4 può solo aprire Q_5 si deve fornire una notevole corrente di polarizzazione inversa per interrompere Q_5 rapidamente. Durante il periodo di conduzione di Q_4 e Q_5 si immagazzina del-

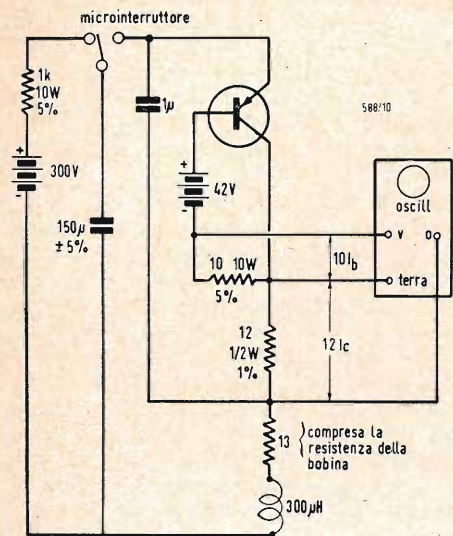



Fig. 6 - Circuito di prova che serve per determinare il campo di sicurezza di funzionamento dei transistori di potenza.

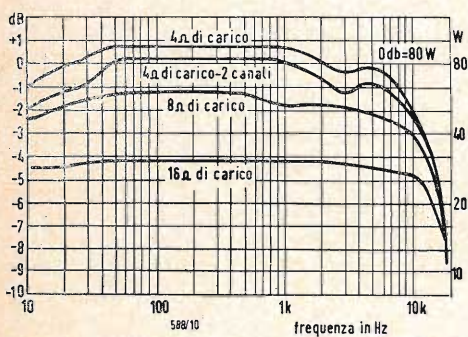



Fig. 7 - Potenza massima in uscita in funzione della frequenza e dell'impedenza del carico.

l'energia nella bobina L_2 e quando Q_4 si interrompe la scarica dell'energia di L_2 favorisce la rapida interruzione di Q_5. Questa bobina fornisce una corrente di interruzione maggiore di quella che si avrebbe se si usasse solo la componente ohmica di L_2 (10 Ω) in parallelo con la resistenza R_{16}. La tensione di polarizzazione inversa viene fornita dalla caduta di 1 V che si ha ai capi di CR_2 a causa della corrente di emettitore di Q_5.

A causa dell'alta corrente di inserzione disponibile per Q_5, l'uscita può commutare da pienamente negativa a pienamente positiva in circa 12 μ sec, mentre una commutazione completa avrebbe richiesto per lo meno 30 μsec anche con l'aiuto di L_2 ed L_4. Quando non c'è carico l'uscita può commutare molto più rapidamente nella direzione positiva che in quella negativa. Una oscillazione transitoria dovuta ad uno spostamento di fase nel circuito di reazione può quindi essere rapidamente corretta se è negativa, ma molto meno rapidamente se è positiva. Questo fatto tende a produrre una punta positiva in uscita subito dopo il ricupero da un sovraccarico negativo, nel caso in cui ci sia un carico ad alta impedenza. Per ridurre l'ampiezza di questa punta si è aggiunto un circuito non lineare costituito da L_9, R_{64}, R_{65}, CR_{13} e C_{37}. Questo circuito fornisce una controreazione fra l'uscita e la base di Q_5 in funzione della velocità di oscillazione nel senso positivo, limitando quindi il comando di Q_5. La presenza del raddrizzatore CR_{13} annulla l'influenza del circuito quando l'uscita è negativa. Questo circuito tende quindi ad equalizzare i tempi di salita e di caduta del circuito di uscita.

I transistori impiegati nello stadio di uscita sono al germanio del tipo a giunzione (Tung-Sol 2N1982) ed hanno una resistenza termica massima di 0,5 °C per W fra giunzione e involucro.

Il tipo e la dimensione dei transistori vengono determinati, non tanto in base alla potenza da fornire con onde sinusoidali, ma in base alla necessità di dover sopportare degli impulsi ad alta energia quando si deve alimentare un carico induttivo con una onda quadra. Pensate a cosa succede quando l'amplificatore deve trasmettere un gradino da massimo negativo a massimo positivo ad un sistema di altoparlanti da 4 Ω. Una tale condizione si può avere quando si commutano le entrate in un preamplificatore oppure quando si sintonizza una stazione FM.

Supponiamo che il sistema degli altoparlanti sia abbastanza efficiente e che abbia una frequenza di risonanza ai bassi di 60 Hz. Alle basse frequenze il circuito elettrico equivalente è rappresentato dalla resistenza ohmica della bobina mobile, circa 3 Ω, in serie con un circuito risonante parallelo sui 60 Hz. Per le frequenze molto basse la componente induttiva del circuito risonante è la più importante e può arrivare a 22 mH.

Proprio prima della commutazione potrebbe darsi che l'amplificatore avesse una uscita di — 30 V e — 10 A verso la bobina mobile. Subito dopo la commutazione la componente induttiva del carico tende a mantenere la corrente nella stessa direzione anche se ora l'uscita è di + 30 V. Poichè la corrente passa nella direzione sbagliata, non sono i transistori Q_5 e Q_6 che conducono ma Q_7 e Q_8 che in questo momento hanno ai loro capi una tensione di circa 65 V. Quindi il complesso Q_7 più Q_8 dovrebbe sopportare momentaneamente una potenza di 650 W.

L'energia totale dissipata nei transistori è quella dovuta alla prima metà di una variazione esponenziale della corrente da — 10 A a + 10 A, cioè di una variazione da — 10 A a zero. La tensione durante questo intervallo ha un valore costante di 65 V. Poichè la costante di tempo L/R è uguale a 7,3 μsec, si avrà una corrente media di meno di 5 A per 5,1 μsec, ossia una energia totale di 1,6 W sec. Se si tiene conto delle componenti smorzanti e capacitive dell'altoparlante l'energia riflessa viene ridotta ulteriormente, però gli 1,6 W sec rappresentano un buon valore ai fini della progettazione. Variazioni nelle amplificazioni di corrente dei due transistori Q_7 e Q_8 e le tolleranze nel divisore R_{27}, R_{28}, R_{29} possono infatti provocare una non esatta ripartizione di questa potenza fra Q_7 e Q_8. Uno di questi transistori può dover dissipare una potenza di 430 W di picco con una energia totale di 1,1 W sec. Questa potenza così alta impone l'uso delle giunzioni più larghe possibili e di capacità termiche notevolmente elevate in modo da poter assorbire l'energia senza danno.

I transistori a bassa capacità termica come i nuovi tipi al germanio ad alta frequenza brucerebbero istantaneamente in tali condizioni. I transistori al germanio a base diffusa furono pure provati prima di passare ai tipi audio a bassa frequenza di taglio. Si è però trovato che i transistori a base diffusa subiscono dei danneggiamenti termici a dei livelli di potenza dissipata continua notevolmente inferiori alla potenza dissipata nominale quando la tensione collettore-emettitore è superiore ai 30 V. Ciò significa che questi transistori sono adatti solo per piccoli amplificatori di potenza e che non si può pensare al loro impiego quando si parla di 100 W per canale.

Per essere certi che un transistore qualsiasi può sopportare le punte di 430 W possibili nel nostro amplificatore si deve eseguire un test per determinare l'area di funzionamento sicuro. Il circuito per l'esecuzione del test è indicato nella fig. 6. In tale circuito la scarica di un condensatore fa passare la corrente di collettore esponenzial-

mente da 10 A a zero mentre la tensione base-collettore si mantiene costante sui 42 V. L'energia scaricata nel transistore è uguale a 1,6 W sec, cioè a circa 1,5 volte la potenza massima che si ha nell'amplificatore. Un transistore supera il test solo se la curva della corrente di base in funzione della corrente di collettore, osservata all'oscilloscopio, è sempre negativa, indicando che la corrente di base fornita dall'esterno per il comando della commutazione, mantiene il controllo del transistore. I transistori che non superano il test molto spesso subiscono dei danneggiamenti secondari e vengono distrutti. Il funzionamento con un carico da 4 Ω richiede dei transistori con una amplificazione in corrente continua di 35 a 10 A. I transistori a bassa amplificazione possono provocare delle commutazioni con le basse potenze in uscita. Con i transistori usati, si può applicare la piena tensione di uscita ad un carico di 3 Ω, un valore questo che si può avere a qualche frequenza con gli altoparlanti aventi una resistenza nominale di 4 Ω.

2. - IL SISTEMA DI CONTROREAZIONE

Nel primi stadi si usano tutti transistori per radio frequenza perchè la quantità di reazione negativa che si può applicare allo stadio di uscita alle alte frequenze aumenta all'aumentare della larghezza di banda del circuito. Il transistore Q_1 è al germanio di tipo *p n p*; esso è collegato con emettitore comune ed accoppiato in c. c. alla base di Q_2. Il diodo CR_1 nel circuito di base di Q_1 aiuta a mantenere una commutazione simmetrica durante i forti sovraccarichi, mediante l'equalizzazione delle correnti positive e negative che passano attraverso il condensatore di by-pass di emettitore C_{1A}. Anche il transistore Q_2 costituisce uno stadio con emettitore comune che impiega una piccola unità planare al silicone *n p n* che ha una larghezza di banda superiore a 50 MHz. Questo stadio è accoppiato ad uno stadio con carico su emettitore Q_3 che usa lo stesso tipo di transistore. Lo stadio di comando Q_4, ancora con emettitore comune, impiega un transistore al silicone da 15 W, con una larghezza di banda di 15 MHz.

La reazione parte dai terminali di uscita per l'altoparlante principale e arriva fino all'emettitore di Q_1. Senza reazione un segnale in entrata di soli 50 μ V, all'entrata J_2, è sufficiente per ottenere la piena uscita. Con la reazione l'amplificazione di tensione viene ridotta a 100, ossia a 40 dB, in modo che sono necessari 0,2 V all'entrata per ottenere i 20 V in uscita.

La stabilizzazione della reazione alle basse frequenze non costituisce un problema in quanto il circuito è accoppiato in c. c. Il condensatore di by-pass di emettitore C_{1A} consente una reazione del 100% in c. c. dall'uscita all'emettitore di Q_1. Quindi in c. c. l'amplificatore si comporta come un circuito con carico sull'emettitore a cinque stadi con amplificazione di tensione unitaria ed alta stabilità in c. c. Lo spostamento iniziale in c. c. è solo di 0,3 V con una uscita di punta di 28 V e non varia in modo sensibile con il segnale. Le variazioni dello spostamento in c. c. con il segnale che limitano la potenza in uscita in caso di transistori, sono state una delle cause più importanti della scadente qualità di alcuni amplificatori a transistori progettati in passato.

La stabilizzazione in alta frequenza si è invece dimostrata molto difficile. Lo obiettivo principale era quello di ottenere la massima reazione possibile a 20.000 Hz in modo da attenuare in modo adeguato la seconda armonica dei segnali a 10.000 Hz. La distorsione che dà delle componenti al di sopra della banda udibile non interessa, almeno fino a che non si abbiano anche delle componenti di intermodulazione nel campo delle audiofrequenze. Per ottenere tutta questa reazione, pur con le limitazioni imposte dai transistori audio dello stadio finale, si è dimostrato conveniente progettare un circuito di reazione condizionalmente stabile. Ciò significa che lo sfasamento in tutto il circuito può superare i 180° in vicinanza dei 70.000 Hz, mentre si riduce a 120° nel campo nel quale la reazione diventa unitaria (1,5 MHz). L'alto sfasamento dei 70.000 Hz si ha quando il carico è staccato e l'amplificatore è comandato al limite del sovraccarico. Quando viene applicato il carico lo sfasamento si riduce.

Per ottenere la prestabilita curva di risposta in circuito aperto e potere ammettere contemporaneamente delle grandi variazioni dell'impedenza di carico (da carico completamente ohmico, a completamente capacitivo, a circuito aperto) è stato necessario minimizzare le variazioni della curva di risposta causate da variazioni del carico. Ciò si è ottenuto in primo luogo isolando i carichi capacitivi dall'uscita, per mezzo della rete R_{31}, L_3 ed R_{32}, e predisponendo una apposita uscita per gli altoparlanti elettrostatici fra il terminale 1 e il terminale di massa 2. Perciò quando si usa un carico capacitivo la minima impedenza vista dall'amplificatore a 150.000 Hz è data dai 10Ω di R_{32} in parallelo alle resistenze eventualmente collegate fra il terminale 3 dell'altoparlante principale e la massa.

L'effetto delle variazioni della capacità del carico ai terminali per altoparlante elettrostatico è stato reso minimo collegando ai capi di questi terminali un condensatore da 0,33 μ F. Con una tale rete di separazione le variazioni dell'impedenza di carico al di sopra dei 150.000 Hz rimangono entro il rapporto 3 : 1 e non si ha un aumento dello sfasamento quando si collega un carico capacitivo ai terminali previsti per l'altoparlante elettrostatico. In effetti il collegamento di un carico capacitivo riduce lo sfasamento per le frequenze superiori alla frequenza di risonanza della rete di separazione e quindi aumenta la stabilità.

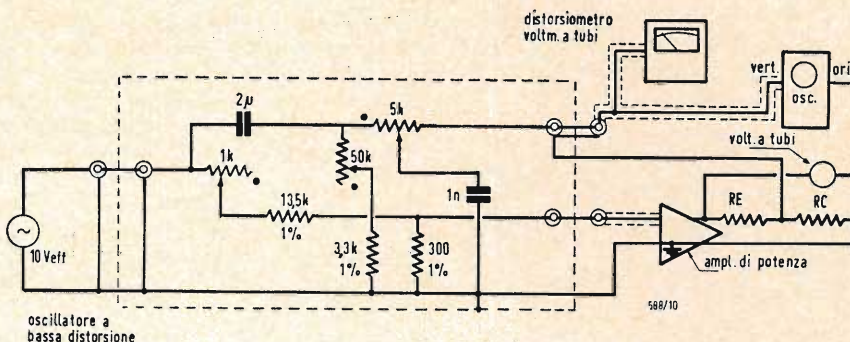
La stabilizzazione dei 66 e 96 dB di reazione che si hanno rispettivamente nei semicicli positivi e negativi richiede un aumento dello sfasamento fra i 20.000 e i 100.000 Hz e una diminuzione fra i 100.000 Hz e i 3 MHz. La diminuzione dello sfasamento fra i 100.000 Hz e i 3 MHz è fornita da C_{11} che shunta le resistenze di reazione R_{19} ed R_{20}. Il condensatore C_{10} è stato aggiunto per formare un circuito a T in modo da avere una curva di risposta piatta fino a 100.000 Hz in circuito chiuso.

Le alte frequenze vengono attenuate internamente per mezzo di una controreazione locale in alta frequenza che va dall'emettitore di Q_4 all'emettitore di Q_1 attraverso il condensatore C_8. La tensione di reazione viene sviluppata ai capi di una bobina in a.f. L_1 in serie con l'emettitore di Q_4. I condensatori C_{14} e C_{16} nello stadio di uscita servono anche loro ad aumentare la stabilità del circuito principale di reazione. Alle alte frequenze essi mantengono una tensione costante fra collettore e base dei rispettivi transistori, facendo in modo che questi ultimi si comportino come dei diodi zener. Nel caso di Q_6 C_{14} elimina lo sfasamento che altrimenti si avrebbe alle frequenze estremamente alte fra il collettore di Q_5 ed il collettore di Q_6. Tutti questi circuiti di stabilizzazione, assieme agli effetti prima ricordati di L_2 ed L_4, danno un amplificatore assolutamente privo di oscillazioni interne.

3. - PRESTAZIONI

Il prototipo di questo amplificatore è stato costruito con una serie di transistori ad alta amplificazione nel canale sinistro ed una serie a bassa amplificazione nel canale destro, in modo da potere controllare gli effetti delle variazioni dei transistori sulla distorsione e sulla potenza. Con un carico da 4 Ω le unità a bassa amplificazione hanno una distorsione alle basse frequenze tre volte maggiore perchè esse possono difficilmente essere portate in saturazione mentre le unità ad alta amplificazione possono essere portate in saturazione anche con un carico di 3 Ω. Usando una impedenza di 8 o più Ω, i transistori a bassa amplificazione fornivano facilmente l'intera tensione disponibile e la loro distorsione era simile alla distorsione prodotta dalle unità ad alta amplificazione. La tabella I riepiloga le distorsioni che si ottengono con i canali separati.

L'amplificatore di costruzione normale è invece completamente equipaggiato con transistori selezionati 2N1982 ad

Fig. 8 - Circuito per la misura della distorsione, a livelli inferiori di quelli misurabili con i normali distorsiometri, in un amplificatore di potenza non invertitore con amplificazione di tensione di 40 dB.

alta amplificazione, in modo da ottenere le prestazioni del canale sinistro. La ragione per la quale i valori della distorsione ricordati sopra sono maggiori del massimo valore teorico di 0,053% da picco a picco per bassa frequenza dipende dal fatto che nei calcoli non si è tenuto conto della riduzione di reazione che si ha per le alte correnti di collettore quando la tensione di collettore si avvicina alla saturazione. C'è inoltre una certa distorsione di seconda armonica dovuta a Q_1, perchè la sua base ed il suo emettitore oscillano ambedue a 0,2 V_{eff} e la corrente di collettore non rimane sufficientemente costante.

Le misure di cui sopra furono eseguite ad un livello di potenza nella regione di bassa distorsione al di sotto della limitazione. Quando si considera la massima potenza in uscita a varie frequenze e resistenze di carico in funzione della normale percentuale di distorsione armonica totale si ottiene una potenza maggiore di quella della fig. 7. Poichè gli alimentatori sono relativamente rigidi e poichè l'amplificatore può fornire più del 90% della tensione di alimentazione al carico, la potenzialità dell'amplificatore è quasi uguale a quella di un generatore a tensione costante. Cioè la sua potenza in uscita aumenta al diminuire dell'impedenza di carico.

A 100 Hz la potenza in uscita da uno qualsiasi dei canali, misurata con una tensione di rete di 115 V, 60 Hz, è di 91 W su 4 Ω, di 58 W su 8 Ω e di 31 W su 16 Ω.

Una caduta di tensione del 10% nell'alimentatore spiega come mai la potenza fornita su un carico di 4 Ω sia tre volte la potenza fornita su un carico di 16 Ω invece di 4 volte. Quando ambedue i canali funzionano con un carico di 4 Ω c'è una ulteriore caduta di tensione del 10% nell'alimentatore e con ciò la potenza si riduce a 81 W per canale ossia a 162 W per ambedue i canali. La fig. 7 comprende una curva della potenza in funzione della frequenza per il canale sinistro nel caso in cui funzionino ambedue i canali.

Si noterà come la potenza in uscita diminuisce molto decisamente al di sopra dei 15.000 Hz, in particolar modo con un carico da 4 Ω. Ciò è dovuto alla limitazione (più sopra ricordata) del tempo di commutazione dei transistori audio usati nello stadio di uscita. Essi non possono essere fatti oscillare più rapidamente senza dissipare molta potenza in più per aumentare la corrente di comando. Poichè la potenza in entrata senza segnale è già 80 W per canale, divisi in parti uguali fra i transistori e le loro resistenze di griglia, questo rappresenta già un limite.

Però la riduzione della potenza al di sopra dei 15.000 Hz non compromette minimamente le prestazioni dell'amplificatore con i segnali musicali. Infatti tutti i programmi musicali oggi disponibili, sia su nastro sia su disco, hanno al massimo delle frequenze fino a 20.000 Hz che però hanno una ampiezza inferiore per lo meno di 14 dB all'ampiezza della banda media. Tale riduzione del contenuto di energia alle alte frequenze è dovuto alle naturali limitazioni degli strumenti musicali, del microfono e dell'acustica dell'ambiente.

Inoltre anche la preenfasi impiegata nella registrazione limita i livelli registrabili in alta frequenza sui nastri e sui dischi. È quindi sufficiente che un amplificatore da 80 W possa fornire 3 W a 20.000 Hz. Si possono trovare anche dei programmi che richiedono una maggiore potenza in uscita a 20.000 Hz, essi sono però molto rari. In ogni caso tale materiale può essere riprodotto senza distorsione a livello ridotto. Dove occorre invece effettivamente della potenza è nell'estremità inferiore dello spettro udibile, nella quale il rendimento degli altoparlanti è molto basso. Di solito si compensa questa inefficienza ruotando in su il controllo dei bassi. La musica per organo o per tamburo richiede infatti una notevole potenza nella regione dai 30 ai 100 Hz.

Delle misure con oscilloscopio, eseguite con un segnale monofonico applicato ad ambedue i canali, hanno mostrato che la limitazione avviene in vicinanza

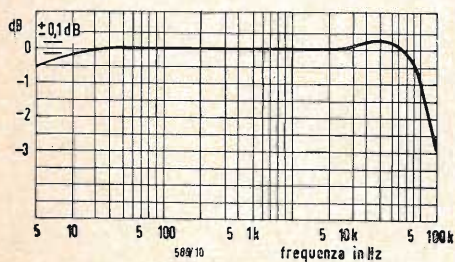



Fig. 9 - Curva di risposta del canale sinistro con una entrata di 0,1 V ed un carico di 4 Ω.

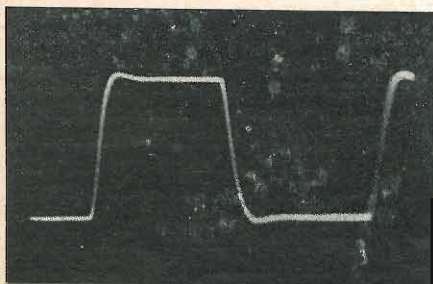



Fig. 10 - Onda quadra in uscita a 10.000 Hz.

di 162 W di potenza totale con un carico da 4 Ω. Non si ha invece limitazione alle alte frequenze ai livelli bassi a causa della limitazione di potenza alle alte frequenze. La potenza musicale in uscita non è maggiore della potenza con onde sinusoidali, perchè la tensione di alimentazione diminuisce praticamente allo stesso modo con segnali musicali e sinusoidali. Tuttavia secondo lo standard di misura industriale IHFM, che prevede una alimentazione a livello costante, l'amplificatore potrebbe dare una potenza musicale superiore ai 200 W. A meno che il condensatore dell'alimentatore non sia molto più grosso di quanto è economicamente conveniente nella maggior parte degli amplificatori, la tensione di alimentazione diminuirà rapidamente ogni volta che il contenuto in bassi sarà rilevante. Quindi, eccettuato il caso poco probabile del materiale senza bassi, si può dire che la potenza musicale è limitata più dalla possibilità di dare della potenza con onde sinusoidali che dalla potenza di punta.

La distorsione di questo amplificatore è inferiore alle possibilità degli analizzatori di distorsione attualmente disponibili, è stato perciò necessario progettare un circuito per estendere la capacità dei sistemi di misura convenzionali. Il circuito di prova illustrato nella fig. 8 è stato disegnato proprio per questo amplificatore. Esso usa una tecnica di cancellazione del segnale.

Il voltmetro elettronico o analizzatore di distorsione indicato è collegato in modo da misurare le componenti di distorsione e rumore che rimangono dopo avere sottratto metà della tensione in uscita a cinquanta volte il segnale in entrata. Con un amplificatore che ha una amplificazione di tensione di 100 la fondamentale e qualsiasi armonica dell'oscillatore audio vengono così completamente eliminate, ammesso che i segnali che vengono sottratti fra loro abbiano la stessa amplificazione e lo stesso sfasamento. La distorsione ed il rumore generati nell'amplificatore non vengono eliminati e possono essere quindi letti sullo strumento. Il circuito comprende la possibilità di regolare l'amplificazione, lo sfasamento in bassa frequenza e lo sfasamento in alta frequenza.

Come indicatore di distorsione si può usare sia un millivoltmetro in c. a. sia un analizzatore di distorsione. La precisione della cancellazione è molto meno critica se si impiega un misuratore di distorsione del tipo a filtro. Con una tale tecnica si possono eseguire delle misure fino ad un livello dello 0,001%.

La misura delle altre caratteristiche dell'amplificatore non richiede delle attrezzature speciali, se si eccettua un attenuatore ed un commutatore per permettere l'uso dello stesso voltmetro elettronico per la misura del segnale in entrata e di quello in uscita durante la rilevazione della curva di risposta.

La curva di risposta per l'uscita dell'amplificatore principale, illustrata nella fig. 9 per il canale sinistro, è piatta entro ± 1 dB da 15 Hz a 45.000 Hz e scende di 3 dB oltre i 100.000 Hz. L'impedenza interna, che nella gamma da 10 Hz a 20.000 Hz raggiunge un massimo di 0,04 Ω, è così bassa che nella stessa gamma non si rileva alcuna variazione di livello quando si applica o si stacca il carico. La forma d'onda quadra molto pulita che accompagna questa curva di risposta si può vedere nella fig. 10 per la frequenza di 10.000 Hz e 2 V di uscita da picco a picco.

Nonostante l'alta sensibilità (0,2 V in entrata per 20 V in uscita) il rumore si trova a — 93 dB, corrispondenti a 4,5 μV riferiti all'entrata in cortocircuito. Con ambedue le entrate aperte il rumore sale a — 83 dB nel canale peggiore. La separazione fra i canali è di 72 dB a 2000 Hz, frequenza per la quale la diafonia è meno tollerata, ed è non meno di 57 dB da 15 a 20.000 Hz in ambedue i canali.

4. - AVVERTENZE PER L'IMPIEGO DEGLI AMPLIFICATORI A TRANSISTORI

Dato che l'industria dell'alta fedeltà sta appena entrando nell'era della transistorizzazione si rende necessaria una certa educazione all'uso degli amplificatori a transistori. Questi apparecchi, anche se meccanicamente più robusti degli amplificatori a tubi, non possono essere assoggettati agli stessi sovraccarichi elettrici. I rivenditori dovranno quindi verificare accuratamente i sistemi di collegamento e commutazione delle loro sale di esposizione per accertarsi che i terminali di uscita di un amplificatore a transistori non possano andare in corto circuito. Basta infatti un corto circuito di un millisecondo per distruggere una serie completa di transistori di potenza.

La protezione contro i corti circuiti, anche se tecnicamente realizzabile, ci sembra economicamente sconsigliabile perchè richiede dei circuiti complessi. Non si tratta infatti di porre un fusibile in serie con l'uscita, perchè quel che occorre non è un limitatore di corrente ma un limitatore di potenza dissipata. Con un'alta tensione in uscita l'amplificatore può fornire delle alte correnti in piena sicurezza, però con tensioni di uscita più basse esso può sopportare solo delle correnti minori. Inoltre alle basse frequenze occorre controllare la dissipazione istantanea, mentre alle alte basta controllare la media.

Si devono evitare anche dei forti segnali in alta frequenza. Infatti questi, così come possono sovrarriscaldare le griglie schermo di un amplificatore a tubi, possono sovrarriscaldare anche le giunzioni di un amplificatore a transistori. La differenza sta nel fatto che un transistore può essere sovrarriscaldato solo una volta.

Però se l'amplificatore descritto verrà trattato con cura, sarà installato in un punto con sufficiente ventilazione e non verrà mai messo in cortocircuito esso potrà funzionare in modo assolutamente sicuro per un tempo lunghissimo e non richiederà alcuna manutenzione o regolazione.

dott. ing. Antonio Turrini

Capsula stereofonica Pickering 380A*

Il fonorivelatore, primo anello di tutta la catena di alta fedeltà, costituisce indubbiamente il più delicato, ma anche il più importante elemento di un complesso di riproduzione sonora. Per convincersi, non c'è che da esaminare le prestazioni delle quali sono capaci le cellule che ci propone la tecnica attuale e in prima linea delle quali figura il fonorivelatore Pickering 380A qui appresso descritto.

QUESTA CAPSULA è, data la sua concezione, destinata alla riproduzione di dischi microsolco stereofonici. Tuttavia si vedrà che essa è perfettamente capace di «leggere» dischi microsolco monofonici; inoltre, grazie a un artificio costruttivo (equipaggi mobili amovibili e di caratteristiche diverse) è anche possibile utilizzarla per le vecchie registrazioni a 78 giri/min ciò che la fa raccomandabile specialmente all'attenzione dei melomani e dei discofili più esigenti.

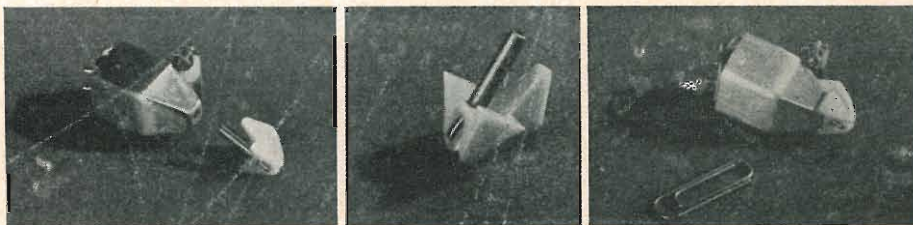
1. - PRESENTAZIONE E PARTICOLARITÀ

La testina Pickering «380A» si compone in realtà di due parti distinte: da una parte le bobine (le quali sono sottratte all'azione dei campi magnetici esterni per mezzo di uno schermo in μmetal, di colore dorato e di forma conica); dall'altra parte l'equipaggio mobile (amovibile), la cui puntina di lettura, coperta da un cappuccio di protezione in materiale plastico, che ricorda la forma a «V», è al sicuro di qualsiasi urto violento, che altrimenti potrebbe danneggiarlo.

La 380A è normalmente munita di un equipaggio mobile (cappuccio giallo, modello D3807 A) provvisto di una puntina di 17 micron, che acconsente la lettura dei dischi stereofonici. Questo equipaggio mobile può (nei casi specialmente nei quali si desiderasse l'ascolto di dischi monofonici microsolco, e col massimo rendimento) essere sostituita dal modello D3810A (cappuccio grigio) munito di una puntina di riproduzione di 25 micron. Infine nei casi — tuttavia abbastanza rari — di vecchi dischi a 78 giri/min si avrebbe ancora la possibilità di adottare l'equipaggio modello D-3827, la cui puntina di lettura avente il diametro di 68 micron (cappuccio blu) è perfettamente adatta per questo uso (1)

Si segnala d'altronde, a puro titolo indicativo, che il fabbricante ha previsto una testina di riproduzione, di caratteristiche identiche a quelle esaminate qui, e che non ne differisce che per il fatto che essa è fornita coi tre equi-

(1) Dobbiamo indicare a quei nostri lettori, che dispongono di un cambiadischi automatico che il fabbricante non li ha dimenticati poiché propone loro due equipaggi mobili di concezione molto più robusta, si tratta dei modelli D-3807C (cappuccio tosso; punta di riproduzione stereo di 17 micron) e D-3810C (cappuccino bianco; punta di riproduzione monofonica di 25 micron).

(*) Di Ch Dartevelle, tradotto da *Toute l'électronique*, N. 271, dicembre 1962. pag. 473.

Il fonorivelatore si compone di due parti: a sinistra la testina propriamente detta, i cui avvolgimenti sono protetti contro i campi magnetici esterni, mediante una schermatura in mumetal; a destra l'equipaggio mobile, la cui amovibilità acconsente una sostituzione o una rimessa in posto, tra le più facili. I diversi equipaggi mobili potendosi adattare alla testina, si presentano sotto la stessa forma; soltanto il cappuccio protettore in materiale plastico permette di distinguerli ad occhio nudo. Essi sono composti sostanzialmente da uno stelo in duralluminio all'estremità del quale è fissata la puntina. Questo gambo è solidale con un minuscolo magnete mobile, oscillante all'interno di un tubo curvo in ottone. Il collegamento meccanico (e l'articolazione) tra il pezzo e il tubo di ottone è ottenuto con l'intermediario di un giunto elastico: è quest'ultimo che è «responsabile» degli eccellenti coefficienti di elasticità del fono rivelatore ($\geq 10^{-5}$ cm/dine). Ingombro e fissaggio secondo le norme internazionali vigenti.

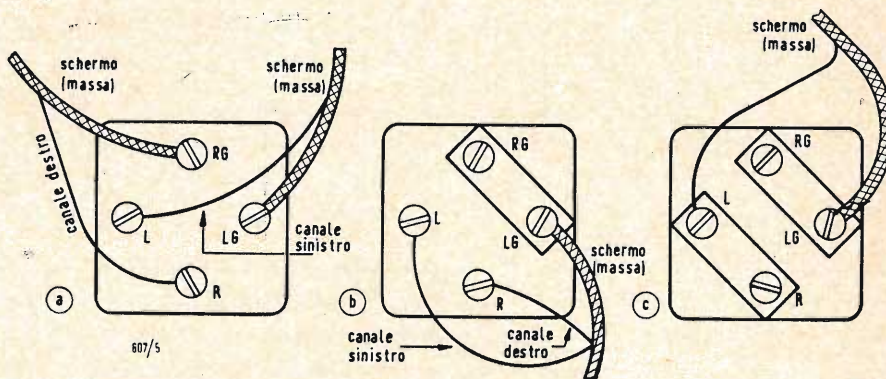



Fig. 1 - Diversi modi di connessione della testina «380A»; in *a*) e in *b*) collegamento a quattro fili e a tre fili rispettivamente (stereofonia); in *c*) collegamento dei due canali in parallelo (mono-fonia).

paggi mobili che stiamo descrivendo: si tratta della « 380E ». Si noti che tutti questi equipaggi mobili sono muniti di puntine di diamanti.

2. - CARATTERISTICHE

Il fonorivelatore « 380A » fa parte dei rivelatori a magnete mobile detti «magnetodinamici», che hanno il merito di essere esenti da distorsione geometrica. La sua realizzazione è molto accurata: essa ricorre notevolmente a bobine munite di armature ad alta permeabilità e di piccola isteresi. Una cosa però attira più particolarmente la attenzione: il valore della tensione raccolta ai capi dei vari avvolgimenti. Infatti essa raggiunge il valore inusitato di 12,5 mV_{eff} per canale, e ciò per la velocità di spostamento di 5 cm/sec a 1.000 Hz. Questa prestazione associata alla schermatura in μmetal che rinchiude completamente le bobine della testina, è del resto garante di un eccellente rapporto segnale/disturbo.

A questo proposito, è pure bene segnalare la notevole insensibilità della testina di lettura ai vari campi di origine magnetica, ad un punto tale che si può metterla in contatto con la carcassa metallica di un trasformatore di alimentazione senza che si possa rilevare la minima comparsa di ronzio a 50 Hz nell'altoparlante di una catena di controllo. Per quanto riguarda la puntina di riproduzione (diamante) il raggio terminale, l'abbiamo visto, è di 17 micron nel caso dell'equipaggio mobile normale. La massa dinamica di questo ultimo — rapportata all'estremità della puntina di riproduzione è dell'ordine di 1 mg. Quanto ai coefficienti di elasticità laterale e verticale, sono identici, precisamente 10^{-6} cm/dine, il che evidentemente è notevole. La forza di appoggio verticale — che si può regolare fra 2 e 5 g (in funzione del tipo di braccio adottato) — deve normalmente essere regolata a 2,5 g, questa cifra corrispondendo al rendimento ottimo della testina. Queste indicazioni sono valide —precisiamolo— unicamente per le capsule equipaggiate con la puntina di 17 micron; nel caso di altri equipaggi mobili, la forza di appoggio verticale raccomandata è leggermente superiore, senza tuttavia oltrepassare 7 g (78 giri/min).

La curva di risposta data dal fabbricante si estende normalmente da 20 Hz a 20 kHz entro $\pm$ 2 dB. Circa la separazione tra i canali — o diafonia, se lo si preferisce — è migliore di — 25 dB a 1 kHz; poi la diafonia aumenta leggermente, ma per restare tuttavia inferiore a — 15 dB a 15 kHz. Queste cifre non hanno bisogno di commenti. La tabella seguente riassume le caratteristiche essenziali della testina di riproduzione: essa dà essenzialmente tutte le indicazioni relative all'uso della capsula.

3. - COLLEGAMENTI E REGOLAZIONI

I morsettini di raccordo disposti nella parte posteriore della testina di riproduzione possono essere collegati in tre maniere diverse (fig. 1). È così che nel

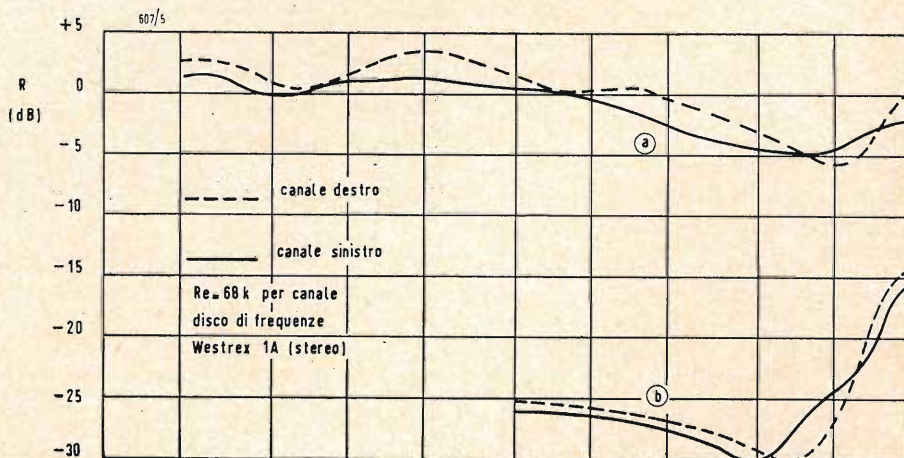



Fig. 2 - Curve di risposta stereofonica dei due canali — destro e sinistro — *a*) l'equilibrio è dei più soddisfacenti, poiché in nessun momento lo scarto tra le due curve supera 1 dB; *b*) Curve indicanti le diafonia tra le due vie; le separazione, fino a 1 kHz, è migliore di — 25 dB. A 15 kHz questa grandezza rimane ancora vicina a — 15dB.

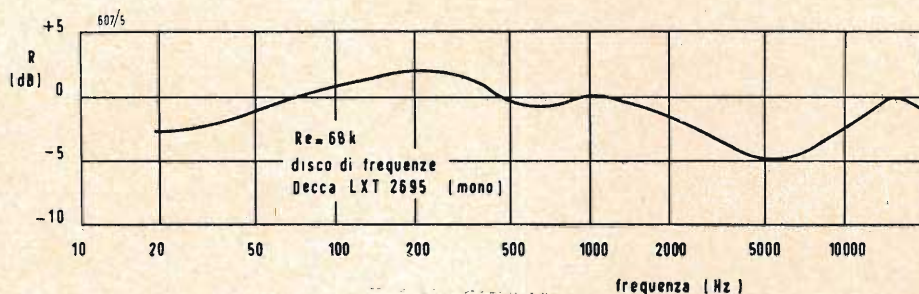



Fig. 3 - Curva di risposta monofonica ottenuta connettendo i due canali in parallelo; come per il rilievo delle curve della figura precedente, la puntina di riproduzione utilizzata era il modello di 17 micron. La forza di appoggio verticale era di 2,5 g (braccio Thorens « BTD-12S »).

caso di un collegamento a 4 fili (due masse distinte), le connessioni corrispondenti al canale destro e al canale sinistro vengono rispettivamente fatte ai morsetti « R » ed « L », mentre la massa del primo canale viene collegata al morsetto « RG » e quella del secondo canale al morsetto « LG » (fig. 1a).

Per il collegamento a tre fili ci si ispirerà al disegno di fig. 1b, le connessioni dei canali destro e sinistro rimangono invariate; la sola modifica importante riguarda i due morsetti di massa « RG » e « LG », che ora vengono riuniti tra loro mediante una barretta di rame fornita dal fabbricante. Ricordiamo che queste due possibilità corrispondono al funzionamento in stereofonia.

L'adattamento della capsula alla riproduzione di dischi monofonici (in seguito alla « compatibilità » della punta di 17 micron) può essere effettuato molto facilmente collegando in parallelo le uscite delle due vie, il che si ottiene conformandosi al disegno della fig. 1c; una barretta supplementare permette poi di riunire tra loro i due morsetti « R » e « L ».

A proposito di connessioni, è bene ricordare che, in origine, la capsula è munita di una barretta di rame collegante insieme l'involucro di protezione in μmetal ed il morsetto di massa «LG». Questo collegamento deve essere conservato nel caso di testina di riproduzione in un *astuccio non metallico*. Invece, quando la testina montata in un astuccio metallico (posto esso stesso a massa), conviene togliere tale barretta, poiché la messa a massa del morsetto « LG » non deve effettuarsi che con l'intermediario dell'involucro di schermo del filo di collegamento del canale corrispondente.

La capsula, essendo anzitutto destinata alla riproduzione di dischi stereofonici, non si dovrà dimenticare la perfetta perpendicolarità della puntina di diamante con la superficie del microsolco, il che si potrà controllare, per esempio, con uno specchietto disposto sul piatto del giradischi. Questo procedimento è ben noto agli audioamatori.

4. - CARATTERISTICHE REALI

Desiderosi di verificare se le caratteristiche della cellula « 380A » fossero quelle dichiarate dal fabbricante, abbiamo proceduto al rilievo della curva di risposta dei due canali in stereofonia, come pure alla misura della diafonia, poi al rilievo della curva di risposta ottenibile coi due canali connessi in parallelo (funzionamento in monofonia).

Per fare ciò si è usato, in stereofonia, il disco di frequenze Westrex « 1A »; in monofonia il disco di frequenze Decca « LXT2695 ». Le curve delle fig. 2 e 3, sono state ottenute misurando le tensioni direttamente ai morsetti di uscita della capsula di riproduzione; questa era montata sul braccio Thorens «BTD-12S » (giradischi « TD135 »).

Le curve ottenute (tanto in stereofonia quanto in monofonia) sono prossime tra loro; nessun punto di risonanza arriva ad alterarle. Esse dimostrano, se ce ne fosse ancora bisogno, che un fonorivelatore stereofonico perfettamen-

CARATTERISTICHE GENERALI		OSSERVAZIONI
Principio di funzionamento	Magnetodinamico	Magnete mobile
Puntina di riproduzione	Diamante	Raggio terminale: 17 micron
Equipaggio - massa dinamica	$\leq$ 1 mg	Vista dalla puntina di riproduzione
mobile - coeff.di elasticità	$\geq 10 . 10_{-6}$ cm/dine	Laterale e verticale
Appoggio verticale raccomandato	2,5 g	Può variare fra 2 e 5 g, secondo il braccio
Massa della testina	14 g	
Induttanza nominale	950 mH	
Resistenza delle bobine	875 Ω	In corrente continua
Impedenza di carico raccomandata	68 kΩ	Può variare fra 47 kΩ e 100kΩ
Capacità del cavo di collegamento	250 pF (max)	Assumere il più basso valore possibile
Sensibilità	2,5 mV_{eff}/cm/sec	a 1 kHz
Curva di risposta	da 20 a 20.000Hz entro $\pm$2bB	
Diafonia tra i due canali	Migliore di — 25 dB	a 1 kHz
Fissaggio	Due fori distanti 12,7 mm	Standard americano

Fig. 4 - Schema che permette di ottenere una compensazione praticamente perfetta di riproduzione: il segnale ricavabile ai morsetti di uscita è in vero costante entro ± 1 dB da 30 Hz a 20 kHz.

te studiato può evidentemente essere usato con lo stesso successo per la riproduzione di dischi monofonici (fig. 3); non possiamo che rallegrarcene.
Altra constatazione confortante: l'equilibrio dei due canali in stereofonia e dei più convincenti, poiché, in nessun istante, lo scarto supera 1 dB (fig. 2a). Riguardo alla misura della diafonia, i risultati sono anche qui del tutto positivi, la separazione essendo migliore di — 25 dB fino a 1000 Hz; al di sopra di questa frequenza, questa cifra migliora ancora fino a raggiungere circa — 30 dB a 7 kHz. Poi questo valore diminuisce leggermente, ma, checchessia, a 15 kHz rimane ancora vicino a — 15 dB (fig. 2b).

5. - RISULTATI DELL'ASCOLTO E CONCLUSIONI

Favorevolmente impressionati in partenza, specialmente a motivo delle varie curve rilevate, noi lo fummo poi ben di più dopo qualche momento consacrato all'audizione di eccellenti dischi selezionati per questo scopo e dei quali diamo più sotto l'elenco in allegato.
Precisiamo che tutte queste registrazioni (stereofoniche) si segnalano all'attenzione dei discofili più esigenti e ciò anche a motivo della loro eccezionale qualità tecnica (presa di suono, dinamica, stampa, frequenze riprodotte) e della loro interpretazione senza pari. Essi costituiscono, senza dubbio, uno dei migliori « test » che esistano in materia di alta fedeltà, e a questo titolo possono essere raccomandati senza alcuna riserva. Ricordiamo, tuttavia, che per ricavare il massimo da questi microsolco e dalla testina Pickering « 380 A » conviene far seguire questa ultima da un circuito di compensazione della caratteristica di registrazione; circuito che dovrà essere realizzato tenendo conto ad un tempo delle norme R.I.A.A. e delle caratteristiche della capsula fonorivelatrice. Sono possibili molti circuiti: quello che abbiamo ritenuto, dopo prove, è conforme alla fig. 4. Esso ha il merito della semplicità e di un'eccellente stabilità nel tempo; permette una compensazione assolutamente perfetta della caratteristica di registrazione e della curva di risposta della capsula riproduttrice; il segnale fornito è costante entro ± 1 dB fra 30 Hz e 20 kHz.

Precisato quest'ultimo punto, noi non vorremmo far parte ai lettori delle nostre impressioni di ascolto, tanto fummo piacevolmente sorpresi dei risultati ottenuti. Sicuramente la « 380 A » è una delle testine di riproduzione più notevoli che noi abbiamo mai inteso. A nostro parere, essa si pone al livello di eccellenza dei tipi della Shure e della Audio Dynamics Corporation, le caratteristiche dei quali sono d'altronde vicinissime a quelle della Pickering.

Certuni non mancheranno, senza dubbio, di obiettare che le testine alle quali alludiamo (« M33-5 » e « ADC-1 ») hanno puntine di riproduzione, il raggio terminale delle quali è più piccolo (13 micron e 15 micron) e sono, in conseguenza caratterizzate da una distorsione di riproduzione meno alta, e che una punta « compatibile » (17 micron) non può pretendere con la stessa « facilità » di lavorare in un solco stereofonico. Ci guarderemo bene dal contraddirli. Tuttavia, grazie ad un'informazione dell'ultima ora, siamo in condizioni di ridare loro il sorriso, il costruttore, cedendo senz'alcun dubbio alle lamentele dei patiti della stereofonia, viene invero ad annunciare un nuovo equipaggio mobile (modello D-3805AA) munito di una puntina di riproduzione di 12,7 micron e il cui coefficiente di elasticità ancora migliorato, acconsente la riproduzione dei dischi con una forza di appoggio verticale compresa fra 0,5 e 1g! Non c'è dubbio che si tratterà del « non plus ultra » in fatto di fonorivelatori.

6. - ELENCO DEI DISCHI STEREOFONICI RACCOMANDATI PER PROVE IN ALTA FEDELTÀ

Bach - Suonate per organo - Erato, LDE3140 e 3141.
Beethoven - Sinfonie n° 4 e 5 - Philips, 835541AY.
Dvorak - Concerto per violoncello e orchestra - Deutsche Grammophon, 138755SPLM.
Haendel - Royal fierework's music - Erato, STE50119.
Haydn - Divertimento - Amadeo, AVRS6178.
Mozart - Sinfonie n° 35 e 41 - Philips 835538LY.
Paganini - I due concerti per violino e orchestra - La Voce del Padrone, ASDF249.
Purcell - Didone ed Enea - L'Uccello-Lyra, SOL60047.
Rimski-Korsakov - Capriccio spagnolo-La Voce del Padrone, ASDF2002.
Divertissemente courtois - Les Discophiles Francais, DF 740011.
Suonate del XVIII secolo - Les Discophiles Francais, DF740016.
Ouvertures di Suppé - Philips, 836601VZ.
Sinfonie di Verdi - Philips, 836602VZ.

0461 – *Sig. Guido Prati – Ravenna.*

D. Sarebbe mio desiderio acquistare un giradischi di alta qualità; mi sarei orientato verso l'applicazione di un complesso fonografico stereofonico a « riluttanza variabile », con doppia testina, cioé — pick-up piezoelettrico per sterefonia (la scelta del pick-up piezoelettrico stereofonico è dovuta ad un articolo letto su rivista tecnica, che lo riteneva più idoneo per detta funzione), — testina a « riluttanza variabile » per microsolco ad alta fedeltà. Dato che tale giradischi sarà corredato di un preamplificatore, vorrei chiedere se quest'ultimo deve essere, o meno installato anche se nel mio complesso esiste già un preamplificatore stereofonico e precisamente il GELOSO G235HF.
Queste sarebbero le mie intenzioni, ma date le scarse cognizioni in materia, mi rivolgo a Voi per un consiglio, e eventualmente indicarmi il tipo di « giradischi » che io potrei installare.
Pertanto, pur illustrando le misure inerenti lo spazio disponibile per l'installazione dell'apparecchio fonografico stereofonico che Voi mi indicherete (cm 35/5 × cm. 35/2) sono disposto ad adattarlo, anche se le misure non rientreranno in quelle che ho precedentemente riportate.
R. Le possiamo consigliare i seguenti materiali reperibili presso il rivenditore di Ravenna della Siprel di Milano, (Ditta Radio Ravenna, Piazza Mercato, 7 Ravenna):
Giradischi Garrard TA/Mark 2 senza pick-up,. L. 19.300; oppure il giradischi semiprofessionale Garrard a 4 velocità 4HF/H lire 48.000.
Cartuccia stereo piezoelettrica Garrard HGP 73, L. 5.600.
Astuccio per detta in plastica marrone MPM2, L. 1.500 per giradischi TA/M Mark2, oppure astuccio MPM4 per giradischi 4HF/H.
Cartuccia monoaurale a riluttanza variabile ELAC, MST2-A con due puntine di zaffiro L. 12.800; la stessa con puntina di diamante per microsolco e di zaffiro per stereo. L. 24.000
I prezzi indicati sono di listino, è probabile che si possano ottenere sconti sensibili. Sono naturalmente possibili molte altre combinazioni; i materiali da noi indicati sono di qualità indiscussa ed i prezzi convenienti. *(a.f.)*

0462 – *Sig. W. Bianchi – Castelceriolo*

D. Sono in possesso di due coppie di altoparlanti GOODMANS Audion Bass 10 W, 15 Ω. di due AXIOM 110 e di due tweeter « Mignon » della RIEM 82.
Desidererei che mi faceste uno schema per costruire un crossover per tali altoparlanti.
R. Ecco lo schema del doppio filtro:
Filtro pendenza 12dB/ottava
1) frequenza d'inerocio 350 Hz; $L_1 = 9{,}9$ mH $C_1 = 20\,\mu$F.
2) frequenza d'incrocio 5.000 Hz; $L_2 = 0{,}71$ mH; $C_2 = 1{,}49\,\mu$F. *(a.f.)*

0463 – *Sig. Gino Ghirardato – Priolo (Siracusa)*

D. a) Il preamplificatore stereo della Scott tipo 130 dà all'uscita 2 volt normali; i miei amplificatori di potenza sono due Audiomaster tipo PA 25 Watt d'uscita di cui non conosco il valore del segnale d'entrata per l'uscita normale. Nei due amplificatori è inserito un controllo di livello. Come regolare questo controllo di livello per ottenere il miglior accoppiamento con lo Scott 130?
b) Potete aiutarmi a rintracciare le uscite 4,8 e 16 Ω del T.U. Partridge per push-pull di EL34?
c) Avendo due altoparlanti di 16 Ω ciascuno e collegandoli in parallelo, si devono poi collegare alla presa di 8 Ω o a quella di 16 Ω del T.U. in assenza di reti di crossover?

R. Il controllo di livello deve essere regolato in modo che con l'ingresso di 2 V si abbiano 25 W di uscita, per far sì che la massima potenza indistorta corrisponda al massimo segnale entrante. Per fare ciò occorrono: un generatore a frequenza audio con uscita 2 V_{eff} (eventualmente con amplificatore se la sua uscita è minore di 2 V_{eff}) a 1000 Hz o a 400Hz; un misuratore di uscita; una resistenza di carico da sostituire alla bobina mobile dell'altoparlante e di valore uguale all'impedenza di quest'ultima. Si regolerà il controllo di livello fino ad ottenere 25 W $\left(\frac{V^2_{uscita}}{R_{carico}}\right)$ con l'ingresso 2 V_{eff}. Il generatore può essere sostituito da un disco di frequenza e da un giradischi, l'uscita del pick-up deve essere amplificata fino a 2 V_{eff}. Disponendo di un oscillagrafo sarà utile controllare la distorsione a 25 W.
b) Non disponiamo del T.U. Partridge di cui Ella dispone, quindi non possiamo darle una indicazione diretta delle prese corrispondenti alle impedenze. La loro ricerca può essere fatta: 1) misurando le resistenze alle varie prese del secondario (se si dispone di un ohm metro con scala per piccole resistenze); 2) disponendo in serie le varie sezioni del secondario e alimentando il secondario con 10 V_{eff} (anche a 50 Hz) fra le prese estreme; 3) misurando le tensioni alternate alle varie prese; queste tensioni sono proporzionali alle impedenze. Si potrà stabilire la seguente corrispondenza fra tensioni e prese secondarie

V_{eff}	10	5	2,5
Presa, impedenza ohm	0–16	8	4

c) I due altoparlanti da 16 Ω collegati in parallelo devono essere connessi alla presa a 8 Ω del secondario; se i due altoparlanti sono un woofer e un tweter il filtro crossover è necessario ed il collegamento al T.U. deve essere fatto alla presa 16 Ω. Si intende che essendo due gli amplificatori occorrono in tutto 4 altoparlanti. *(a.f.)*

Fig. 1/0462

0464 – Sig. Gianteresio Muzzi – Lodi (Milano).

D. 1) Oltre ai 4 principali standard televisivi per le telediffusioni esistono nelle altre parti del mondo altri tipi di standard?

2) Nei Paesi dell'America latina ove si effettuano trasmissioni televisive vi sono in uso: lo standard Europeo (Italiano) e lo standard Americano (U.S.A.) o standard propri di ogni singolo Paese?

R. 1) Gli standard vigenti sono solo i 4 seguenti:

Standard CCIR europeo a 625 righe.
Standard RMA americano a 525 righe
Standard francese a 819 righe
Standard inglese a 405 righe.

2) Non esistono standard propri di ogni singolo paese dell'America latina. Le forme di onda sincronizzanti diverse da quelle sopra elencate, vengono usate talvolta per la TV in circuito chiuso, esse non possono essere considerate standard; comunque, sono derivate dallo standard americano con l'esclusione degli impulsi di equalizzazione. Le trasmissioni TV in America Nord e Sud vengono effettuate secondo lo standard RMA. Per le trasmissioni TV a colori lo standard RMA è modificato con l'introduzione della subportante di crominanza. *(a.f.)*

0465 – Sig. Lino Patrito – Torino

D. Possiedo un complesso Hi-Fi così composto:

1) Giradischi Garrard professionale mod. 301-S completo di braccio Garrard e testina stereo Ge-VR22 diamante.

2) Preamplificatore/amplificatore 8 + 8 W OSAE e due mobili acustici, come da disegni allegati. I mobili sono costruiti in « celsa » anziché in legno.

3) Due altoparlanti coassiali OSAE AULOS B 31 M.

Ora desidererei conoscere:

1) Le caratteristiche della suddetta testina e se si adatta al mio complesso, oppure se per ottenere un risultato altamente qualitativo è preferibile cambiarla o modificare il circuito di ingresso.

2) Un giudizio sui due altoparlanti o quali più indicati.

3) Il vostro parere circa i mobili acustici o quale soluzione diversamente più adatta, nonché un giudizio sul circuito in generale.

R. 1) La testina VR 22 a riluttanza variabile ha l'induttanza di 50 mH la resistenza di 1,8 kΩ per canale, l'uscita lineare entro 2 dB fino a 20 kHz; la resistenza di carico consigliata è di 47 kΩ. Il preamplificatore OSAE ha l'entrata p.u. stereo chiusa su 100 kΩ + + 25 kΩ; conviene allo ra diminuire la resistenza 0,1 MΩ verso massa a 47 kΩ in entrambi i canali. Dopo questo adattamento tale testina deve servire egregiamente.

2) La sostituzione degli altoparlanti OSAE AULOS B 31 M già soddisfacenti, non è facile a motivo dell'impedenza 8 Ω richiesta dal suo amplificatore di potenza. Infatti la maggior parte degli altoparlanti con ∅ 30 cm. ha la bobina mobile di 16 Ω (Jensen - Altec - Lansing ecc.,); consigliabile è il Philips (impedenza 7 Ω) 9762 M con conetto con risposta fino a 19 KHz circa, potenza 20 W, ∅3 0 cm.

3) I contenitori degli altoparlanti non possono essere classificati semplicemente come casse acustiche a motivo della foratura sotto l'altoparlante; quest'ultima però non è sufficiente per classificare i contenitori come bass-reflex. Non si tratta quindi di una soluzione classica, ma di una derivazione dai tipi fondamentali, che richiede una conferma pratica sperimentale. Il triodo pentodo ECL82 è poco usato come stadio di uscita alta fedeltà, a motivo della modesta potenza, che però per uso domestico è più che sufficiente.

Concludendo il suo impianto, pur non essendo di classe eccelsa, può dare notevoli soddisfazioni; gli altoparlanti essendo sovrabbondanti per la loro potenza dell'amplificatore, non andranno mai in distorsione; se questa sarà talvolta osservabile dovrà imputarsi a sovraccarico dell'amplificatore. *(a.f.)*

Fig. 1/0466

Fig. 2/0466

Fig. 3-/0466

Fig. 4/0466

0466 – Sigg. G. Carlini – Roma; E. Fanni – Taranto; G. Riccardi – Napoli; R. Gargani – Fucecchio.

D. Sono richiesti gli schemi di alcuni trasmettitori e ricevitori per radio comando ad uno e più canali.

R. Iniziamo la descrizione di un trasmettitore e di un ricevitore per radio comando, adatto sia per modelli aerei che per quelli navali, che successivamente sarà possibile trasformare da monocanale e pluricanale, come indicheremo prossimamente.

La schema di figura 1 si riferisce al trasmettitore nel quale si fa uso di una valvola 3A5 (DCC90) secondo il classico circuito Hartley., risuonante sulla frequenza di 27,5 MHz ± 2 MHz (è necessario tenere conto che le frequenze ammesse per il radiocomando sono quelle di 27,12 MHz ± 5 %, e da 28 a 29,5 MHz). L'antenna è connessa alla placca 2 della suddetta valvola tramite il circuito C_4, L_2, C_3. Questo circuito consente di usare uno spezzone di filo qualsiasi anzichè la classica antenna quarto d'onda. Lo schema è molto semplice e non necessita di particolari spiegazioni. Tutto il materiale, compreso il circuito stampato e le due bobine, può essere acquistato presso la ditta GBC.

È da tenere presente che il potenziometro R_1 consente di effettuare dei piccoli spostamenti di frequenza del modulatore in modo da poterlo adattare esattamente alla bassa frequenza del ricevitore.

Materiale occorrente: C_1 = 40.000 pF; C_2 = 20.000 pF; C_3 = 3,3 pF; C_4 = 1.000 pF; C_5 = 100 pF; C_6 = 10 pF; R_1 = 10.000 Ω potenziometro semifisso; R_2 = 100.000 Ω, 1/2 W; R_3 = 1.000 Ω, 1/2 W; R_4 = 10.000 Ω, 1/2 W; L_1 = bobina oscillatrice; L_2 = bobina di antenna; T_r = trasformatore di modulazione (H/352). Zoccolo, batterie 1,5 V, 67,5 V, un interruttore, 1 pulsante.

Lo schema del ricevitore, completamente a transistori, è visibile in figura 2. Esso è composto da un OC170 che costituisce lo stadio ad alta frequenza a superreazione; due OC71 amplificatori di bassa frequenza ed un OC76 come amplificatore finale per azionare il relè. La sensibilità è di circa 5 μV/m più che sufficiente per controllare un aviomodello in un raggio di circa 1 chilometro. Allo scopo di rendere insensibile il ricevitore a dei segnali di frequenza 27,5 mHz, aventi una modulazione diversa da 400 Hz, il circuito finale è stato sintonizzato. C_{11} e L_3 formano il circuito risonante a questa frequenza ed il diodo D_1 rettifica i segnali modulati a 400 Hz permettendo al transistore OC76 di far scorrere la corrente sufficiente ad azionare il relè posto in serie al collettore. C_{12} ha il compito di assicurare un certo grado di reazione all'OC76 in modo da consentire lo scatto del relè anche con segnali deboli. Anche per questo apparecchio tutto il materiale, compreso il relativo circuito stampato può essere acquistato presso la ditta GBC.

C_1 = 16 μF, 10 V; C_2 = 4.000 pF; C_3 = 6,4 μF, 25 V; C_4 = 15 pF; C_5 = 47 pF; C_6 = 15 pF; C_7 = 10.000 pF; C_8 = 40.000 pF; C_9 = 6,4 μF, 25 V; C_{10} = 6,4 μF, 25 V; C_{11} = 0,1 μF, 125 V; C_{12} = 0,5 μF, 12 V. R_1 = 10.000 Ω; R_2 = 10.000 Ω; R_3 = 1.000 Ω; R_4 = 4.700 Ω; R_5 = 100.000 Ω; R_6 = 4.700 Ω; R_7 = 100 Ω; R_8 = 100 Ω; R_9 = 4.700 Ω; R_{10} = 4.700 Ω; R_{11} = 330.000 Ω.

L_1 = bobina di antenna; L_2 = impedenza RF; L_3 = impedenza BF. D_1 = diodo OA85/OA95 Relais 300 (G/1484). Un interruttore. 1 batteria da 6 V. Tutte le resistenze sono del tipo da 1/8 W. *(P. Soati)*

0467 – Sig. T. Patricelli – Torre A.

D. Su un televisore Minerva 5853/2 è presente soltanto una sola riga orizzontale. I regolatori di sincronismo verticale non modificano l'immagine.

R. Tenga presente che il primo provvedimento da prendere di fronte ad un tale genere di anomalia è quello di ridurre al minimo la luminosità allo scopo di evitare l'inevitabile bruciatura della parte centrale dello schermo. La prima constatazione che si deve fare di fronte ad un tale genere di anomalia è che la presenza della riga orizzontale permette di stabilire che il guasto ha la sua origine nel circuito relativo la scansione verticale, cioè di quadro.

I controlli dovranno perciò essere rivolti verso questo circuito ed in modo particolare verso lo stadio oscillatore e quello finale, comportandosi nel seguente modo:

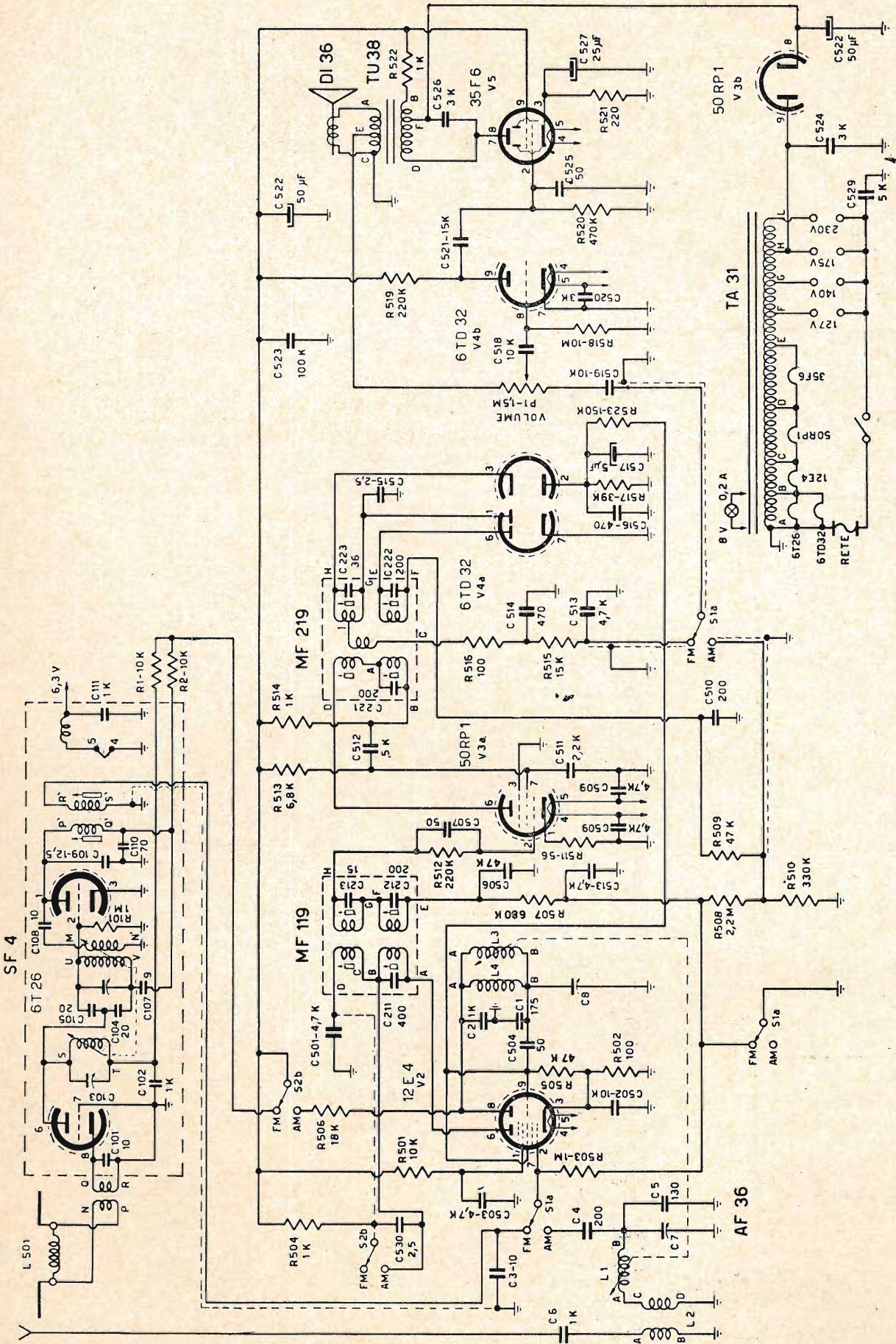
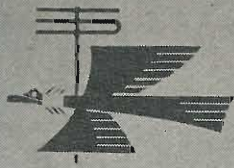
1°) Controlli, previa sostituzione, che la valvola di uscita di quadro sia efficiente.

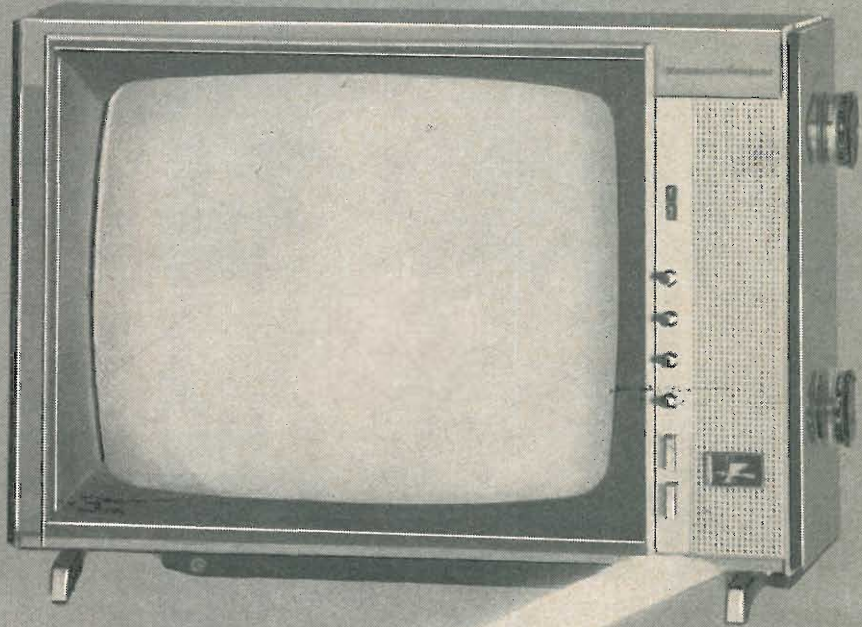
2°) Controlli, previa sostituzione, che la valvola oscillatrice di quadro sia anch'essa efficiente.

3°) Verifichi il trasformatore bloccato, il quale potrà essere interrotto od in corto circuito. Si tratta di una anomalia abbastanza frequente.

4°) Controlli pure il trasformatore di uscita che a sua volta potrebbe essere interrotto od in corto circuito. Anche questa è un anomalia piuttosto frequente.

5°) Controlli l'efficienza delle bobine di deflessione verticale.

6°) Se non ha ancora provveduto controlli accuratamente le tensioni del circuito, confrontando i dati misurati con quelli forniti dal costruttore. *(P. Soati)*

Schema elettrico del radio ricevitore MAGNADYNE MD 6071 - Mod. 4-518 - 12211

videotak Condor

un raggio luminoso cambia il programma regola il volume a distanza

ALIMENTATORE STABILIZZATO A TRANSISTORI ST 30/500

DESCRIZIONE: L'Alimentatore Stabilizzato ST 30/500, completamente transistorizzato, è una sorgente di tensione continua che, avendo una resistenza interna molto bassa, può sostituire vantaggiosamente le batterie di accumulatori.

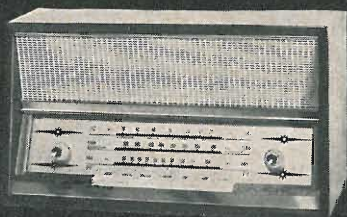
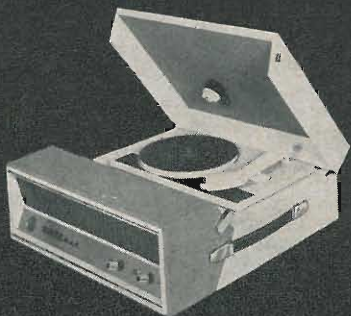
La tensione erogata si mantiene stabile sia per notevoli variazioni della tensione di rete, sia per una variazione del carico da zero al massimo; il residuo di alternata ed il rumore di fondo sono ridotti a valori trascurabili.

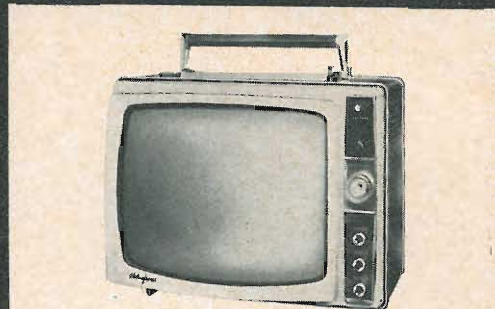
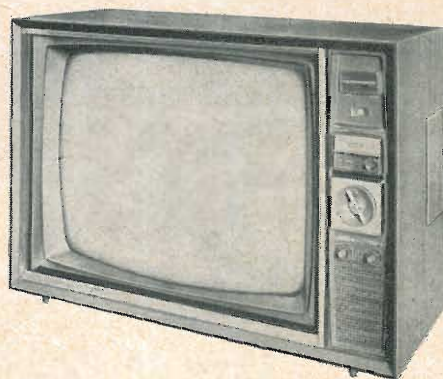
L'Alimentatore Stabilizzato ST 30/500 è quindi molto utile in tutti i laboratori di elettrotecnica e di elettronica; in particolare, grazie alla resistenza interna molto bassa, al trascurabile residuo di alternata ed alla alta stabilità, è particolarmente adatto per l'alimentazione di apparecchiature a transistor.

PRINCIPALI CARATTERISTICHE:

Tensione di uscita: regolabile con continuità da 0 a 30 V c.c. • **Massima corrente all'uscita:** 500 mA. • **Stabilità:** per variazioni della tensione di rete del ± 10%: 0,05% oppure 5 mV (quello che risulta maggiore) • **Stabilità al carico:** dalla massima corrente (500 mA) a zero: 0,1% oppure 10 mV (quello che risulta maggiore) • **Ronzio residuo:** inferiore a 100 µV • **Impedenza di uscita:** inferiore a 50 milliohm a 10 Hz • **Dispositivo di protezione automatico:** protegge lo strumento ed il circuito in esame da sovraccarichi e da eventuali cortocircuiti; il punto di funzionamento può essere scelto per mezzo di un commutatore a 5 posizioni, entro un intervallo fra 30 e 600 mA. Tempo di intervento a regime di cortocircuito: 20 millisecondi circa.

Possiamo fornire a richiesta altri tipi di Alimentatori Stabilizzati, con caratteristiche simili a quello descritto, per valori di tensione (fissa o regolabile) fino a 60 V e di corrente fino a 12 A.

MOSTRA RADIO-TV ELETTRONICA - Stand n. 27

APPARECCHIO RADIO mod. 603 T6 - mobile legno - 6 valvole - onde medie e corte - MF - fono

FONOVALIGIA mod. 607 - 4 velocità - regolatore di tono - cambio tensione universale

RADIO GIRADISCHI mod. 605 T5 - 4 velocità mobile legno - 5 valvole - onde medie - MF

TELEVISORE PORTATILE "Attaché 19" 114° short neck - antenna incorporata

TELEVISORE mod. 500 T23 - fotoresistenza per il contrasto automatico - 3 altoparlanti 3 stadi di MF - Chassis orizzontale

WESTINGHOUSE

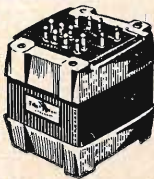
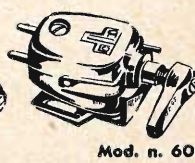
WESTMAN

licenziataria WESTINGHOUSE - milano, via lovanio 5, tel. 650.445-661.324-635.218-40
roma, via civinini 37 - 39, tel. 802.029 - 872.120 • padova, via s. chiara 29, tel. 45.177

RDT
ROMA
Sede e stabilimento:
via TOR CERVARA, 261
Tel. 27.91.04
ROMA
ING. ROSSELLI DEL TURCO ROSSELLO
Costruzioni
meccaniche
per
l'elettronica
su
modelli standard
CATALOGO
A
RICHIESTA

PRODOTTI DI ALTA CLASSE PER TUTTE LE SALDATURE IN ELETTRONICA - RADIO - TV - ELETTROTECNICA - SALDATORI A STILO - CROGIUOLI PER FILI E PER CIRCUITI STAMPATI

ENERGO ITALIANA S.p.A. MILANO

VIA CARNIA, 30
TELEF. 28.71.66

PASINI & ROSSI

GENOVA: Tel. 893465 - 870410
VIA SS. GIACOMO E FILIPPO n. 31

Ufficio Prop.: MILANO, Via A. da Recanate 4, Tel. 278.855
Agenzia ROMA: L. BELLIENI, Via Nemorense 91, Tel. 832227
Filiale: NAPOLI, Piazza Garibaldi 80 - Tel. 22.65.82

Autorizzazione Tribunale di Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Direttore Responsabile LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Editrice IL ROSTRO

Concess. per la distribuz. in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Soperga 57 - Milano • Tip. Ed. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi 6 - Tel. 36.77.88

RADIO-CONI - Milano
Via Pizzi, 29 - Tel. 563.097

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR - Milano
Via B. Verro, 8 - Tel. 84.93.816

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Potenziometri a grafite

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

FAIT - Roma
Via Alessandro Farnese, 19
Tel. 350.530

IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE
Via Carlo Pisacane, 31 - Torino
Tel. 661.275

I.O.M.M.S.A. S.p.A. - Milano
Brevetti « TELEPOWER »
P.zza S. Maria Beltrade, 1 - T. 898.750

NAPOLI - Milano
Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049

CONDENSATORI

DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.A.
Bologna
Tel. 491.701 - Casella Postale 588

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

ISOFARAD-SEKERA - Bologna
Via M. Calari, 19 - Tel. 422.826

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo

MICROFARAD - Milano
Via Derganino, 18/20 -
Tel. 37.52.17 - 37.01.14

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

ROCOND Faè di Longarone (Belluno)
Tel. 14 - Longarone

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avvolgim. radio elettrico

RAPPRESENTANZE ESTERE

BUZZI C. - Legnano
Via 29 Maggio, 5 - Tel. 48.416
Radio, Autoradio, TV (MOTOROLA)

COMPAGNIA GENERALE RADIOFONICA - Milano
Piazza Bertarelli, 1 - Tel. 871.808
Radio a transistor - Registratori
Sony Corporation - Tokio

GALLETTI R. - Milano
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
Soluzioni acriliche per TV

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinsley Co.

LARIR - Milano
Piazza 5 Giornate, 1 - Tel. 795.763/2

PASINI & ROSSI - Genova
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r
Telefono 83.465
Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - **Milano**
Altoparlanti, strumenti di misura

SILVERSTAR - Milano
Via Visconti di Modrone, 21
Tel. 792.791

SIPREL - Milano
Via F.lli Gabba 1/a - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Supravox

VIANELLO - Milano
Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081
Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard Co.
Strumenti di misura, ecc.

RESISTENZE

Re. Co. S. a. s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Riviera d'Adda (Bergamo)

ELECTRONICA METAL-LUX - Milano
Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

STRUMENTI DI MISURA

AESSE - Milano
Corso Lodi, 47
Tel. 580.792 - 580.907

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

BARLETTA - Apparecchi Scientifici
MILANO - Via Fiori Oscuri, 11
Tel. 86.59.61/63/65
Oscilloscopi TELEQUIPMENT - Campioni e strumenti SULLIVAN. Galvanometri, strumenti e prodotti RUHSTRAT - Testers PULLIN ed ogni altra apparecchiatura per ricerca scientifica

ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno
Bivio S. Felice, 4
TRICHIANA - Belluno
Costruzioni Elettroniche Professionali

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18 - Tel. 531.554/5/6

imetron - MILANO
Via Teodosio, 33 - Tel. 23.60.008
Apparecchiature Elettroniche per Industria e Automazione

INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

MARCONI-ITALIANA
Via del Don, 6 Milano

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SEB - Milano
Via Savona, 97 - Tel. 470.054

TES - Milano
Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

UNA - Milano
Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13 - Tel. 222.451
(entrata negozio da via Giorgio Jan)

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

BALLOR rag. ETTORE - Torino
Via Saluzzo, 11 - Tel. 651.148-60.038
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ENERGO - Milano
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
Filo autosaldante

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - Milano
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 504.108
Fili isolati in seta

FAREF - Milano
Via Volta, 9 - Tel. 666.056

GALBIATI - Milano
Via Lazzaretto, 17
Tel. 664.147 - 652.097
Parti staccate, valvole, tubi, pezzi di ricambio TV, transistors

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4 - Tel. 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Bernardino Verro, 8 - T. 84.93.816
Prese, spine speciali zoccoli per tubi 110

MARCUCCI - Milano
Via F.lli Bronzetti, 37 - Tel. 733.774

MELCHIONI S. p. A. - Milano
Via Friuli, 15 - Tel. 57-94 - int. 47-48
Valvole - Cinescopi - Semiconduttori - Parti staccate radio-TV - Ricambi PHILIPS

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RADIO ARGENTINA - Roma
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RAYTHEON-ELSI
Piazza Cavour, 1 Milano
Diodi - Transistori - Raddrizzatori

RES - Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

S G S - Argrate Milano
Diodi - Transistori

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL - Milano
Via Lorenteggio, 255
Telef. 42.76.50 - 42.76.46
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

TERZAGO TRANCIATURE S.p.A.
Milano - Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo

THOMSON ITALIANA
Via Erba, 21 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Paderno Dugnano (Milano)
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13 - Tel. 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome collettivo
di Gino da Ros & C.
Vimodrone (Milano) - Via Gramsci, 39
Tel. 28.99.086 - 28.99.263

EKCOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43 - Tel. 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

EUROVIDEON - Milano
Via Taormina, 38 - Tel. 683.447

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Cervara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 279.052

ITELECTRA - Milano
Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
Televisori, Radio

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio - TV - Giradischi

MICROPHON - Siena
Via Paparoni, 3 - Telefono 22.128
Radiotrasmettitori
Radiotelefoni a transitor

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26 - Tel. 850.389

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI - PORDENONE
FRIGORIFERI TELEVISORI LAVATRICI CUCINE

NOVA - Milano
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

PRANDONI DARIO - Treviglio
Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67
Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51 - Tel. 705.541

INDUSTRIE A. ZANUSSI - PORDENONE
frigoriferi televisori lavatrici cucine

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15 - Tel. 36.96
Autoradio BLAUPUNKT

VOXSON - Roma
Via Tor Cervara, 286
Televisori - Radio - Autoradio

WUNDERCART RADIO TELEVISIONE
Saronno
Via C. Miola 7 - Tel. 96/3282
Radio, Radiogrammofoni, Televisori

NORDMENDE

JAHR - Radiocostruzioni
Milano - Via Quintino Sella, 2
Telefoni: 872.163 - 861.082

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

IL PIU' COMPLETO GENERATORE DI SEGNALI TELEVISIVI

Mod. 1076 ES

GENERATORE di MONOSCOPIO

Indispensabile per la messa a punto

Insostituibile per ricercare e per localizzare rapidamente la causa di tutti i guasti

R.F. e F.I.

Per controllare il funzionamento dei diversi stadi che si comprendono nel ricevitore per le immagini ed in quello per il suono, è disponibile l'intero canale televisivo comprendente le frequenze portanti e le corrispondenti frequenze intermedie video ed audio modulate, rispettivamente, con la frequenza di 400 Hz e con i segnali (video+sincro) necessari per ottenere la riproduzione del monoscopio, qui riportato.

AMPLIFICATORE DELLA TENSIONE A VIDEO FREQUENZA

Il comportamento di questo stadio ed i valori delle cifre caratteristiche di esso, rappresentate come noto, dalla larghezza della banda passante, dalla linearità della curva di risposta, dall'effetto dei transistori e dal contrasto, si effettua immediatamente facendo pervenire all'ingresso dello stadio in esame la tensione (video+sincro) relativa al monoscopio.

FUNZIONAMENTO INTERMITTENTE

La ricerca delle cause di questa anormalità si effettua con il metodo « da punto a punto » ed è resa possibile dal fatto che è disponibile un canale televisivo completo.

STADI DEL RICEVITORE PER IL SUONO

La tensione a frequenza intercarrier di 5.5 Mc/s, fornita dal generatore in questione può essere modulata in frequenza mediante una tensione di 400 Hz creata nel generatore stesso e può essere anche modulata, per via esterna, sfruttando la tensione ricavata, per esempio, da un nastro magnetico, da un microfono, da un fonorivelatore e così via.

IMPULSI DI SINCRONISMO

La ricerca delle cause determinanti le diverse anormalità di funzionamento dei generatori di riga e di quadro, è particolarmente agevolata dal fatto che si hanno anche a disposizione degli impulsi di fase positiva e negativa e di ampiezza, rispettivamente, di 10 - 20 - 30 - 40 - 50 V.

CONTROLLO DEL GIOCO DI DEFLESSIONE E DEI TRASFORMATORI DI USCITA DEGLI STADI DI RIGA E DI QUADRO

Si riferisce alla possibilità di rilevare il corto circuito anche parziale, le perdite, le interruzioni e così via.

CONTROLLO DELL'E.A.T.

Un'indicazione ottica proporzionale al valore dell'E.A.T. che si ha nel televisore in esame, consente di indagare sperimentalmente sui guasti che si possono avere all'uscita dell'amplificatore finale di riga e nel circuito del quale si ricava l'E.A.T. stessa.

Da notare che il modello classico 1076 è stato modificato dal costruttore allo scopo di far fronte alle norme del C.C.I.R. adottate per lo standard europeo. Le caratteristiche tecniche principali di questo modello, che è denominato 1076 ES, sono:

a) Uscita R.F. corrispondente ai canali televisivi europei compresi fra 47 Mc/s e 223 Mc/s. La suddivisione relativa riportata sul pannello frontale è quella adottata dalla tecnica continentale;

b) Uscita M.F. a variazione continua a partire dalla frequenza di 39 Mc/s;

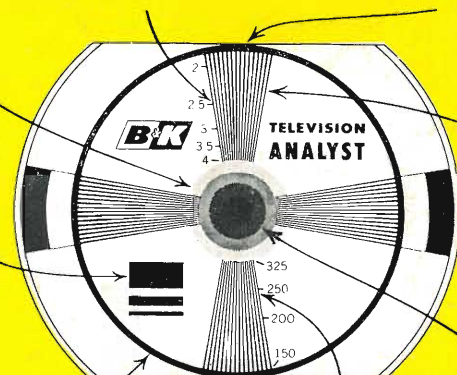
c) Uscita a 5,5 Mc/s (frequenza inter-carrier);

d) Dati relativi alla trasmissione del monoscopio: numero di righe orizzontali, 625; frequenza di riga, 15625 c/s, frequenza di quadri, 50 c/s, intercalamento 2 : 1

Contrasto dell'immagine. Le quattro diverse tonalità adottate, consentono di conoscere la linearità di funzionamento dell'amplificatore della tensione a video frequenza.

Risoluzione orizzontale. Il numero a sinistra del cuneo di righe verticali corrispondenti alla completa risoluzione di esse precisa il valore (in Mc/s) della minima frequenza passante.

Altezza dell'immagine. Il cerchio deve occupare la intera superficie prevista dello schermo.

Risposta ai transistori e valore minimo della frequenza video passante. Le distorsioni di ampiezza e di fase della tensione a frequenza video provocano una coda nera o grigia sul lato destro della barra relativa alla minima frequenza passante.

Instabilità orizzontale.

Linearità e dimensioni dell'immagine.

Risoluzione orizzontale. Le cifre di destra si riferiscono al numero di linee relative alla frequenza minima passante di cui sopra.

Il centro del monoscopio deve essere fatto ovviamente coincidere con il centro dello schermo del cinescopio.

MONOSCOPIO TRASMESSO DAL GENERATORE PER TV MOD. 1076 ES.

Lo strumento viene fornito con negative di monoscopio reticolo e punti

LARIR RAPPRESENTANTE GENERALE PER L'ITALIA

s.r.l. - PIAZZA 5 GIORNATE 1 - MILANO - TELEFONI 795762/3

TELEVISORE CONDOR

Mod. P 6 - P 63 - P 63 L

VALORI DEI COMPONENTI

RESISTENZE

R100	15 k
R105	10 k
R110	22
R115	100
R120	27 k
R130	330
R131	10 k
R135	22 M
R140	22 M
R145	22 M
R150	180
R155	2,2 k
R160	330
R161	330
R170	470 k
R173	200 k
R174	470 k
R175	100 k
R195	2,7 k
R196	22 k
R205	820 k
R206	220 k
R210	100
R211	220 k
R215	2 k
R216	220 k
R217	1 k
R225	3,3 k
R235	3,3 k
R240	10 k
R250	10 k
R255	330 k
R260	0,2 M
R264	10 k
R265	220 k
R266	2 M
R270	47 k
R305	68 k
R310	33
R315	100 k
R320	100 k
R321	470
R325	1 k
R330	2 k
R335	1 k
R340	47
R345	12 k
R346	0,5 M
R350	12 k
R360	220 k
R366	2,7 k
R369	1 k
R370	270
R375	470 k
R380	5,6 k
R385	1,2 k
R400	15 k
R405	15 k
R410	
R415	22 k
R420	100 k
R425	2,7 k
R430	100 k
R431	50 k
R435	820 k
R445	330 k
R450	330 k
R455	2 M
R500	1,5 M
R505	0,47
R506	15 k
R510	1 M
R515	150 k
R516	22 k
R520	4,7 k
R525	3,9 k
R530	100 k
R535	100 k
R540	100 k
R545	1 M
R550	22 k
R551	22 k
R555	120 k
R556	18 k
R560	27 k
R565	22 k
R570	1 M
R600	1 k
R605	3,9 k
R610	1 M
R615	10 M
R620	2,2 M
R700	200
R704	680
R705	2
R710	15
R715	termist.

CONDENSATORI

C100	15
C101	1,2
C105	2,2 k
C106	82
C110	4,7 k
C111	2,2 k
C112	2,2 k
C113	2,2 k
C115	0,47
C120	22
C125	2,2 k
C130	4,7 k
C145	4,7 k
C146	2,2 k
C150	2,2 k
C155	2,2 k
C156	4,7 k
C160	0,1
C165	2,2 k
C168	8,2
C170	5,6
C172	4,7 k
C175	4,7
C180	47 k
C191	100 μ
C194	39
C195	200 μ
C196	2,2 k
C197	2,2 k
C200	470
C205	4,7
C210	39
C215	0,1
C310	22
C315	47
C316	4,7 k
C318	4,7 k
C320	4,7 k
C325	4,7 k
C330	47
C335	56
C340	5 μ
C345	300
C350	300
C351	1 k
C352	10 k
C360	25 μ
C365	10 k
C370	10 k
C375a C375b	16+16 μ
C405	68 k
C410	10 k
C415	0,1
C420	8 μ
C425	10 k
C430	10 k
C435	0,47
C440	4 μ
C441	47 k
C500	22 k
C505	500
C510	100
C515	2 k
C520	500
C525	1 k
C530	47 k
C535	4,7 k
C536	500
C538	1 k
C540	6,8 k
C542	680
C543	400
C545	3 k
C551	47 k
C552	1,5 k
C555	180 k
C556	47
C560	0,1
C700	32+250 μ
C701	150 μ
C704	8 μ
C705	22 k
C800	39

VALVOLE

V1	PC87
V2	9EA8
V3	PC86
V4	PC86
V5	EF183
V6	EF184
V7	PL83
V8	EF184
V9	PCL82
V10	PL84
V11	PCF80
V12	EAA91
V13	ECC81
V14	PL36
V16	PY81
V17	50R5
V18	FIVRE 19BEP4 (19") 23BCP4 (23") PHILIPS AW47-91 (19") AW59-90 (23")

MODIFICHE:

Dalla matricola 120.640 in poi: il filo del CAG-UHF è stato spostato dal punto 2 al punto 4 del c.s. 4010

Dalla matricola 120.840 in poi: è stata aggiunta la cellula di filtro, sull'alimentazione anodica del gruppo UHF, composta da C704 e R704

Dalla matricola 121.670 in poi: modificato il valore della R 500 da 820 k a 1,5 M e della R 510 da 470 k a 1 M

Dalla matricola 122.784 in poi: modificato il valore della R 265 da 330 k a 220 k

Dalla matricola 122.812 in poi: modificato il valore del potenziometro del contrasto (R 215) da 0,002 M a 0,001 M

Schema elettrico del radio ricevitore di TV - CONDOR mod. P 6 - P 63 - P 63 L